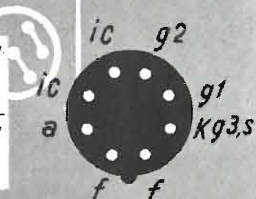
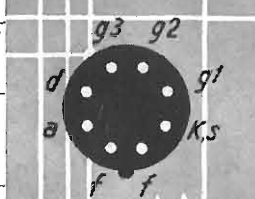
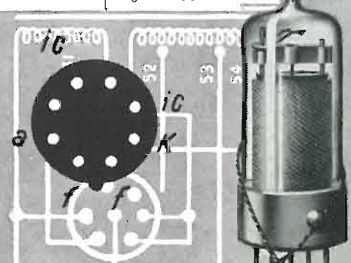
l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
Anno XXIV - Marzo 1952
NUMERO
3
LIRE 250

Rimlock SERIE U

Tipo	Accensione	Funzione	Condizioni	Correnti	Caratteristiche
UCH 42 Triodo-esodo	$V_f = 14$ V $I_f = 0.1$ A	Convertitore di frequenza (parte esodo)	$V_a = 170$ V R_1[1] $= 18$ kΩ R_2[2] $= 27$ kΩ $R_{g3+gT} = 47$ kΩ $V_{g1} = -1.85$ V	$I_a = 2.1$ $I_{g2+g4} = 2.6$ $I_{g3+gT} = 0.20$	$S_c = 670$ μA/V $R_i = 1.0$ MΩ
			$V_a = 100$ V R_1[1] $= 18$ kΩ R_2[2] $= 27$ kΩ $R_{g3+gT} = 47$ kΩ $V_{g1} = -1.0$ V	$I_a = 1.2$ $I_{g2+g4} = 1.5$ $I_{g3+gT} = 0.10$	$S_c = 530$ μA/V $R_i = 1.2$ MΩ
		Oscillatore (parte triodo)	$V_b = 170$ V $R_a = 10$ kΩ $R_{g3+gT} = 47$ kΩ $V_{osc} = 8$ V_{eff}	$I_a = 5.7$ $I_{g3+gT} = 0.20$	$S_{eff} = 0.65$ mA/V
			$V_b = 100$ V $R_a = 10$ kΩ $R_{g3+gT} = 47$ kΩ $V_{osc} = 4$ V_{eff}	$I_a = 3.1$ $I_{g3+gT} = 0.10$	$S_o = 2.8$ mA/V $S_{eff} = 0.6$ mA/V $\mu = 22$
UBC 41 Doppio diodo-triodo	$V_f = 14$ V $I_f = 0.1$ A	Caratteristiche tipiche	$V_a = 170$ V $V_g = -1.6$ V	$I_a = 1.5$	$S = 1.65$ mA/V $R_i = 42$ kΩ $\mu = 70$
			$V_a = 100$ V $V_g = -1.0$ V	$I_a = 0.8$	$S = 1.4$ mA/V $R_i = 50$ kΩ $\mu = 70$
		Amplificatore B.F.	$V_b = 170$ V $R_a = 0.1$ MΩ $R_k = 3.9$ kΩ	$I_a = 0.45$	g = 37
			$V_b = 100$ V $R_a = 0.1$ MΩ $R_k = 3.9$ kΩ	$I_a = 0.28$	g = 34
UF 41 Pentodo a pendenza variabile	$V_f = 12.6$ V $I_f = 0.1$ A	Amplificatore A.F. o M.F.	$V_a = 170$ V $R_{g2} = 40$ kΩ $V_{g1} = -2.5$ V	$I_a = 6$ $I_{g2} = 1.75$	$S = 2.2$ mA/V $R_i = 1.0$ MΩ $C_{ag1} < 0.002$ pF
			$V_a = 100$ V $R_{g2} = 40$ kΩ $V_{g1} = -1.4$ V	$I_a = 3.3$ $I_{g2} = 1.0$	$S = 1.9$ mA/V $R_i = 0.8$ MΩ $C_{ag1} < 0.002$ pF
UAF 42 Diodo Pentodo a pendenza variabile	$V_f = 12.6$ V $I_f = 0.1$ A	Amplificatore A.F. o M.F.	$V_a = 170$ V $R_{g2} = 56$ kΩ $V_{g1} = -2.0$ V	$I_a = 5$ $I_{g2} = 1.5$	$S = 2.0$ mA/V $R_i = 0.9$ MΩ $C_{ag1} < 0.002$ pF
			$V_a = 100$ V $R_{g2} = 56$ kΩ $V_{g1} = -1.2$ V	$I_a = 2.8$ $I_{g2} = 0.9$	$S = 1.7$ mA/V $R_i = 0.85$ MΩ $C_{ag1} < 0.002$ pF
		Amplificatore B.F.	$V_b = 170$ V $R_a = 0.22$ MΩ $R_{g2} = 0.82$ MΩ $R_k = 2.7$ kΩ	$I_a = 0.5$ $I_{g2} = 0.17$	g = 80
			$V_b = 100$ V $R_a = 0.22$ MΩ $R_{g2} = 0.82$ MΩ $R_k = 2.7$ kΩ	$I_a = 0.29$ $I_{g2} = 0.09$	g = 75
UL 41 Pentodo finale	$V_f = 45$ V $I_f = 0.1$ A	Amplificatore d'uscita classe A	$V_a = 165$ V $V_{g2} = 165$ V $V_{g1} = -9.0$ V $R_k = 140$ Ω	$I_a = 54.5$ $I_{g2} = 9$	$S = 9.5$ mA/V $R_i = 20$ kΩ $R_a = 3$ kΩ $W_a = 9$ W $W_o = 4.5$ W
			$V_a = 100$ V $V_{g2} = 100$ V $V_{g1} = -5.3$ V $R_k = 140$ Ω	$I_a = 32.5$ $I_{g2} = 5.5$	$S = 8.5$ mA/V $R_i = 18$ kΩ $R_a = 3$ kΩ $W_o = 1.35$ W
UY 41 Raddrizzatore ad una semionda	$V_f = 31$ V $I_f = 0.1$ A	Raddrizzatore	$V_i = 220$ V_{eff} $= 127$ V_{eff}	$I_o =$ max. 100 = max. 100	$R_t =$ min. 160 Ω $R_t =$ min. 0 Ω $C_{filt} =$ max. 50 μF

La serie che ha raggiunto la massima diffusione sul mercato italiano

Modello SM 637

SIEMENS
RADIO

il Radioricevitore di alta qualità

SIEMENS SOCIETÀ PER AZIONI

Via Fabio Filzi, 29 - **MILANO** - Tel. 69.92 (13 linee)

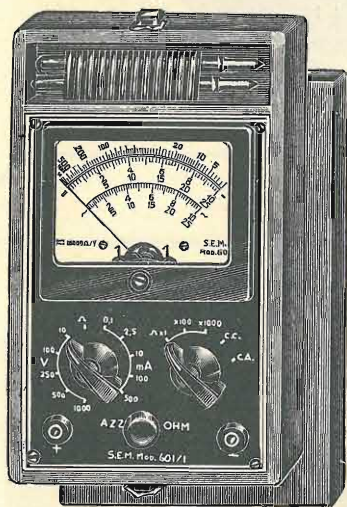
UFFICI:

FIRENZE Piazza Stazione 1 - GENOVA Via D'Annunzio 1 - PADOVA Via Verdi 6 - ROMA Piazza Mignanelli 3 - TORINO Via Mercantini 3 - TRIESTE Via Trento 15

PROVAVALVOLE ANALIZZATORE

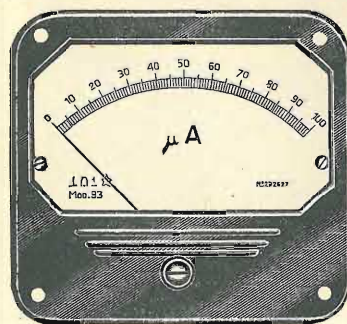
Mod. 805/3

4000 Ω/V

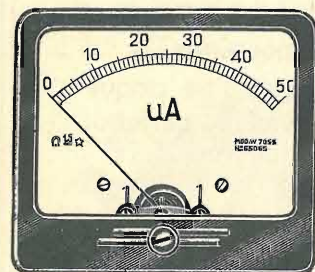
CC CA

ANALIZZATORE

Mod. 601/1

10000 Ω/V

CC e CA

Mod. 83

Mod. 70 ss

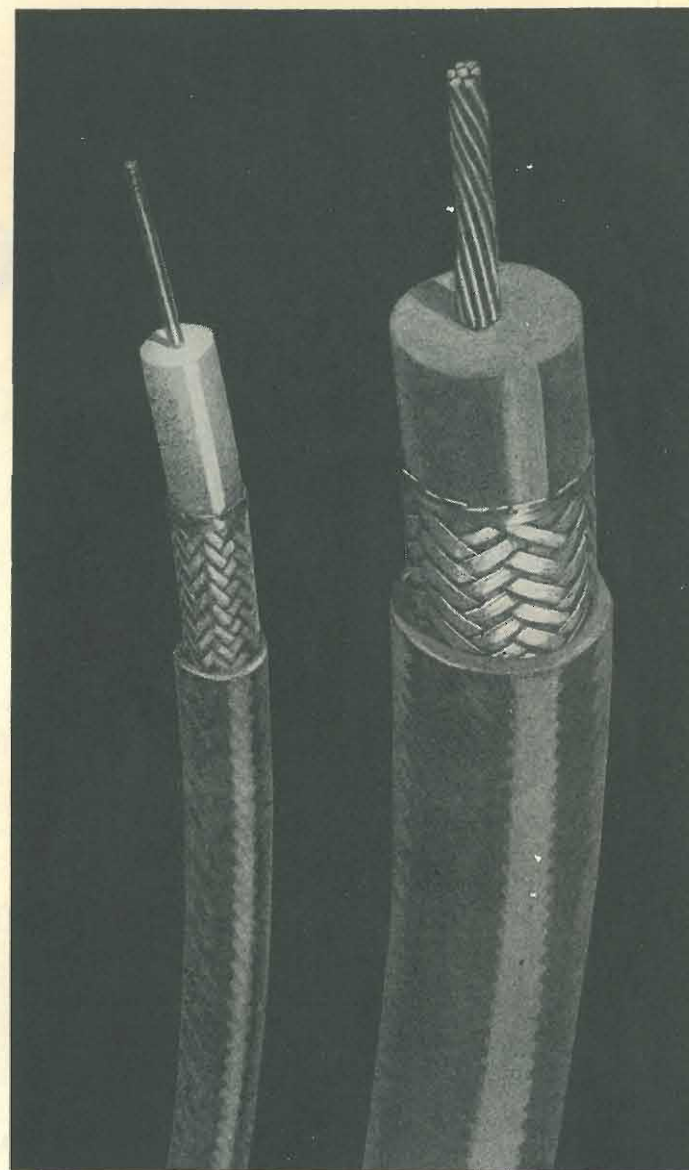
Voltmetri
Milliamperometri
Microamperometri

Analizzatori
1000 - 2000
10.000 Ω/V
Provavalvole

PREVENTIVI E LISTINI GRATIS A RICHIESTA

Travaglini Luciano

COSTRUZIONE E RIPARAZIONE STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

Via Carretto, 2 - **MILANO** - Via Pascoli, 4
Telefono 20.88.04

Cavi A. F.

Cavi per A.F.

per antenne riceventi e trasmittenti
radar
raggi X
modulazione di frequenza
televisione
elettronica

S. R. L. Carlo Erba

MILANO - Via Clericetti 40 - Telefono 29.28.67

Produzione Pirelli S. p. A. - Milano

A. C. COSSOR LTD.
COSSOR HOUSE, HIGHBURY GROVE, LONDON, ENGLAND

RICEVITORE PORTATILE
Mod. 499UB

Il ricevitore portatile Mod. 499 UB monta quattro valvole miniatura: **1R5**, 1S5, 1T4 e 3S4. Dotato di grande sensibilità e selettività, esso permette una ricezione perfetta delle stazioni ad onde medie e ad onde lunghe. Grazie all'impiego di un altoparlante a relativamente grande cono, la musicalità è ottima. Alimentazione mediante batterie che consentono una grande autonomia (150 ore) e per C. A. universale. Dimensioni: altezza cm 28, larghezza cm 30, profondità cm 14.

G. E. C.
THE GENERAL ELECTRIC CO. LTD., OF ENGLAND MAGNET HOUSE, KINGSWAY, LONDON, ENGLAND

OSCILLOGRAFO "MINISCOPE" Mod. M861B

L'oscillografo « Miniscope » Mod. M861B costituisce una delle più sensazionali realizzazioni del dopoguerra dell'industria britannica. Esso è infatti un completo oscillografo di dimensioni estremamente ridotte (cm 17 x 7 x 21), completo di amplificatori verticale ed orizzontale, asse dei tempi, alimentazione, le cui prestazioni sono eguali a quelle di un oscillografo di dimensioni normali, ma che presenta su questo il vantaggio di una facile trasportabilità, che lo rende particolarmente adatto al servizio mobile. Provvisto di elegante valigetta per il trasporto. Alimentazione universale C. A.

RAPPRESENTANTI GENERALI PER L'ITALIA:

I. C. A R. E. VIA PRIVATA S. REMO, 16 - **MILANO** - TEL. 58.57.38

M. MARCUCCI & C.

Via F.lli Bronzetti, 37 - MILANO - Telefono 52.775

MASCHERINE PER SCALE RADIO

IN UREA:

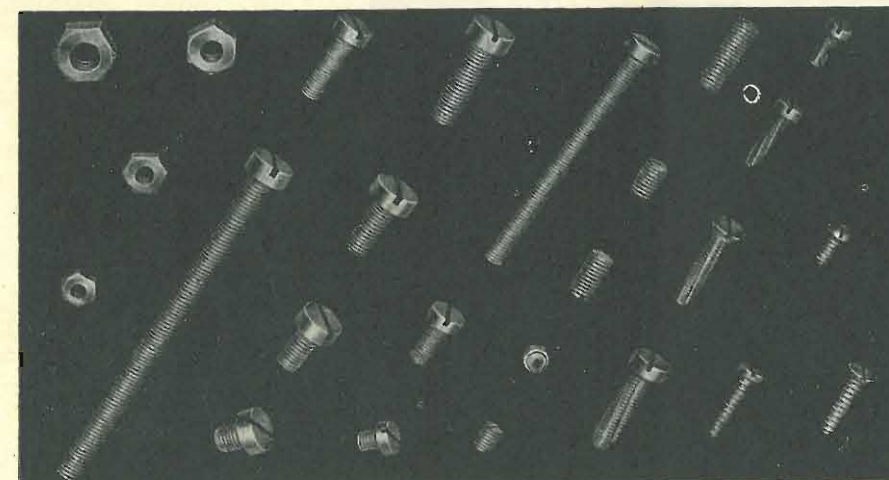
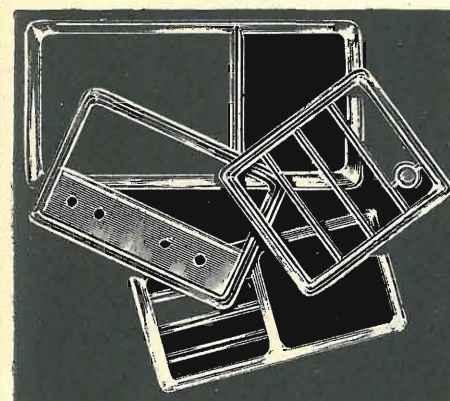
Scala grande formato 28 x 22 più altoparlante
" " " 310 x 15 " "
" " " 160 x 130 " "
Mascherina per altoparlante 250 x 210

IN OTTONE:

tutti i tipi per tutte le scale in commercio

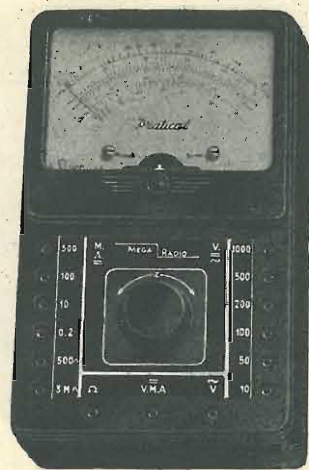
NOVITÀ - Angolini e cornicette per poter eseguire qualunque tipo di cornice.

Tutti gli accessori per fonobar - Interruttori - Portalampade - Mensolini e tele per Mobili.

Richiedere catalogo generale n. 52 che spediremo netto di sconto ai lettori della Rivista contro invio di L. 350

CERISOLA

VITERIA PRECISA A BASSO PREZZO

- Viti stampate a filetto calibrato
- Grani cementati
- Viti Maschianti brevetto « NSF »
- Viti autofilettanti
- Dadi stampati, calibrati
- Dadi torniti
- Viti tornite
- Qualsiasi pezzo a disegno con tolleranze centesimali
- Viti a cava esagonale.

CERISOLA DOMENICO
MILANO
Piazza Oberdan 4 - Tel. 27.86.41
Telegrammi: CERISOLA - MILANO

ECCOVI IL

"PRATICAL"

Analizzatore portatile **5000** ohm per V, c. c. - **1000** ohm per V, c. a. - 2 scale ohmmetriche indipendenti **500** ohm e **3** M Ω inizio scala - **10** portate in c. c. e **6** in c. a. - ampio quadrante, robusto, preciso. Dimensioni: mm. 160 x 100 x 65 - Peso kg. 0,700.

Prima di acquistarlo provatelo;
Voi lo giudicherete il migliore!

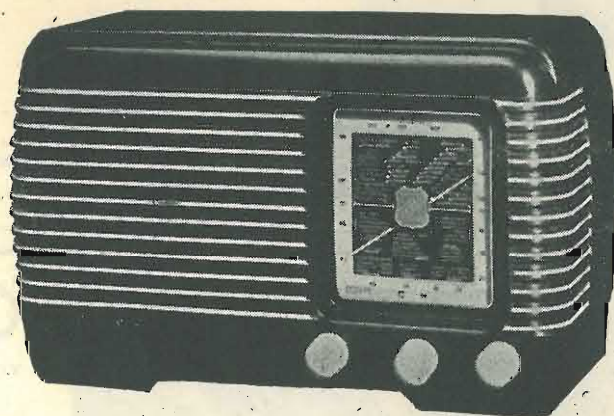
PRODUZIONE MEGARADIO: avvolgitrici lineari e universali "Megatron" ● Oscillatore Mod. CB 5° ● Analizzatore Constant 20000 ohm per V. ● Analizzatore TC 18 C 10000 ohm per V. ● Provavalvole Mod. 18 A completo di analizzatore ● Combinatore complesso analizzatore e oscillatore portatile.

Listini, prospetti tecnici ecc. chiedeteli a:

MEGA RADIO

Via G. Collegno 22 - Telefono 77.33.46 - TORINO
Via Solari 15 - Telefono 3.08.32 - MILANO

GEMMA *l'apparecchio di classe!*

GEMMA *l'apparecchio portatile!*

ANCHE QUESTO MODELLO VIENE FORNITO SU RICHIESTA IN SCATOLA DI MONTAGGIO COMPLETO DI VALVOLE E MOBILE CON SCHEMA ELETTRICO COSTRUTTIVO **AL PREZZO DI L. 13.775**

— *LISTINI A RICHIESTA* —

F. A. R. E. F.

MILANO — LARGO LA FOPPA, 6 - TEL. 63.11.58

TORINO — VIA S. DOMENICO, 25 - TEL. 52.07.79

GENERAL CEMENT MFG. Co.

Rockford, Ill., U. S. A.

Q-DOPE (COIL-DOPE)

La vernice Q-Dope è costituita da polystyrene liquido puro, sciolto nel solvente Q-Dope Thinner particolarmente adatto per ricoprire, verniciare, sigillare, incollare ed impregnare bobine e altri componenti per circuiti a RF, UHF e VHF.

Il suo impiego non infirma i requisiti elettrici per qualsiasi valore di frequenza.

La vernice Q-Dope è repellente, non è igroscopica e i suoi requisiti restano inalterati anche per temperature varianti da: — 40° a + 75°. Può essere usata per saldare polystyrene con polystyrene.

VINYLITE CEMENT

La nuova colla alla vinylite possiede un elevato grado di viscosità, ha una forte adesione e vasto è il campo del suo impiego. Raccomandata per incollare metalli, materiali plastici, cuoiame, carte in genere etc. Può essere usata quale colla termoplastica per materiali non porosi.

Questa colla va applicata su entrambe le superfici, asciugata e quindi premuta a caldo fra piastre metalliche ed infine lasciata raffreddare. Può asciugarsi per via naturale nel caso che i materiali incollati siano uno poroso e l'altro no.

E' impermeabile e di rapida essicazione.

RUF-KOAT

E' questa una vernice screziata ad essicazione naturale. Questa vernice può dare una finitura professionale ai vostri prodotti ed il suo impiego è estremamente facile. Adatta per amplificatori, complessi radio in genere, chassis, racks, accessori per negozio, macchinari etc. L'essicazione può anche avvenire in forno.

Colori: Nero, Grigio e Bruno.

COMPLESSO COIL DOPE

Questo complesso è composto da un flacone di Polystyrene-Q-Dope (polystyrene liquido) e da un flacone di solvente Q-Dope Thinner e da un pennello. Indicato per radioamatori, sperimentatori e per il radioservizio in genere. La colla Q-Dope al polystyrene è particolarmente adatta per fissare gli avvolgimenti di radiofrequenza.

IL SOLVENTE PER IL RADIOSERVIZIO

Il migliore solvente per allentare i coni degli altoparlanti, per cornici etc. Studiato per rammollire tutti i tipi di cemento. Può essere usato come solvente della colla e di tutti gli altri tipi di colle usate per il fissaggio dei coni per altoparlanti.

REK-O-DOPE

Nuovo lubrificante composto per le registrazioni su disco.

Per ottenere il miglior risultato si spalma il REK-O-DOPE sul disco prima di registrarlo, esso pulisce, lubrifica ed indurisce i solchi della registrazione. Preserva i dischi registrati, migliora la qualità di registrazione, allunga la durata.

FUNGUS VARNISH

Questa è una lacca antifungo usata in tutte le radio costruzioni per prevenire l'assorbimento di umidità e la formazione di muffe corrosive quando le apparecchiature debbano funzionare in ambienti tropicali (caldo-umidi).

Può essere usata con pennello o a spruzzo.

VERNICI PER IL CODICE A COLORI R. M. A.

Serie completa dei colori per il codice standard R.M.A. Nero, Bruno, Rosso, Arancione, Giallo, Verde, Blu, Porpora, Grigio e Bianco.

Tutti i colori sono vivi e brillanti. I pennelli relativi e la tabella dei colori del codice R.M.A. completano il contenuto del complesso. L'essicazione è rapidissima.

CONTACT DOPE

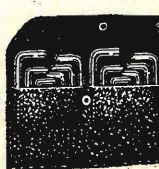
Detersivo ideale per contatti in genere ed in particolare per i commutatori tipo radio. Preparato specificatamente per resistere alla corrosione ed alla ossidazione dei contatti. Elimina tutte le noie dei contatti elettrici.

GRILLE CLOTH FABRIC CEMENT

E' questa una gomma grigia adatta specialmente per incollare stoffe a maglia, custodie in plastica e bagagli sia in cuoio, che in metallo od in legno. Non macchia, e non restringe il materiale. Questa gomma è stata espressamente studiata per questi scopi.

UNITA' COMPOSTA DA COLLA E SOLVENTE

Scatola portatile per il radioservizio. Questa unità composta comprende una bottiglia di colla per altoparlanti ed una bottiglia di solvente ed un pennello. Il solvente può anche essere usato quale detersivo per pulire contatti elettrici. Il tutto è racchiuso in una pratica custodia in cartone.

SERIE DI CHIAVI ALLEN-BRISTO

Una serie completa di chiavi maschio esagonali previste per l'impiego nel campo radioelettrico. Dodici chiavi complete di una pratica ed elegante custodia in plastica.

RAPPRESENTANTI ESCLUSIVI PER L'ITALIA:

LARIR Soc. r. l. - **MILANO Piazza 5 Giornate, 1 - Telefoni 79.57.62 - 79.57.63**

Visitateci alla XXXª FIERA DI MILANO

Padiglione Radio - Stand 15253 - 15255 - Palazzo delle Nazioni - Reparto Televisione

l'antenna

3

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

MARZO 1952

SUPPLEMENTO MENSILE DE L'ANTENNA

XXIV ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietaria . . . . **EDITRICE IL ROSTRO S. a R. L.**
Direttore amministrativo . . . . **Alfonso Giovene**

Comitato Direttivo:

prof. dott. Edoardo Amaldi - dott. ing. Alessandro Banfi - dott. ing. Cesare Borsarelli - dott. ing. Antonio Cannas - dott. Fausto de Gaetano - ing. Marino della Rocca - dott. ing. Leandro Dobner - dott. ing. Giuseppe Gaiani - dott. ing. Gaetano Mannino Patanè - dott. ing. G. Monti Guarnieri - dott. ing. Antonio Nicolich - dott. ing. Sandro Novellone - dott. ing. Donato Pellegrino - dott. ing. Celio Pontello - dott. ing. Giovanni Rochat - dott. ing. Almerigo Saitz - dott. ing. Franco Simonini.

Direttore responsabile . . . . . . **dott. ing. Leonardo Bramanti**

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari:
VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** e il supplemento **« televisione »** si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 250**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2500 più 50** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Nella sezione *l'antenna*

Nella sezione *televisione*

Un aspetto del Laboratorio ricerche della **LAEL** *(Laboratorio Costruzioni Strumenti Elettronici), Corso XXII Marzo 6 - Milano - Tel. 58.56.62.*

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

ELEMENTI DI ELETTROACUSTICA

IMPOSTAZIONE DELL'ANALOGIA TRA SISTEMI ELETTRICI E SISTEMI MECCANICI

di LEONARDO BRAMANTI

L'*elettroacùstica* è il ramo della fisica che studia le trasformazioni di energia acustica in energia elettrica e viceversa, mediante lo sfruttamento di effetti per lo più reversibili. Un sistema destinato alla trasformazione di energia acustica in energia elettrica o viceversa, è composto da un sistema meccanico (acustico) e da un sistema elettrico, accoppiati elettromeccanicamente. Un sistema suddetto prende il nome generico di *trasduttore elettroacustico*. Nello studio dei *trasduttori* è estremamente utile istituire una analogia elettro-meccanica-acustica, in quanto essa permette di schematizzare qualsiasi trasduttore mediante un circuito elettrico convenzionale, in cui compaiono grandezze elettriche ben note, quali resistenze, induttanze e capacità. Ciò consente, mediante il calcolo, di portare a termine lo studio di qualsiasi processo di *trasduzione* di energia.

Si consideri un sistema elettrico, costituito da una resistenza R, da una induttanza L e da una capacità C, tutte costanti, concentrate e disposte in serie, tali da costituire quello che si suole chiamare un circuito oscillatorio a elementi in serie. Con q si indichi la carica elettrica istantanea, cioè quella grandezza che, in un sistema meccanico vibrante (in particolare acustico), corrisponde alla *deformazione*, cioè la quantità che, in ogni istante, misura lo spostamento del sistema dalla condizione di riposo.

La variazione elementare di energia potenziale del sistema elettrico è, come noto:

[1] $$dW_e = \frac{q}{C}\, dq$$

mentre la variazione elementare di energia, dissipata per effetto Joule, vale:

[2] $$dW_d = R\frac{dq}{dt}\, dq = RI\, dq,$$

(essendo I la corrente) e la variazione elementare di energia cinetica e inerziale (energia intrinseca della corrente) vale:

[3] $$dW_i = L\frac{d^2q}{dt^2}\, dq = L\frac{dI}{dt}\, dq.$$

Per il principio della conservazione della energia, la variazione complessiva deve risultare nulla, per cui:

[4] $$L\frac{d^2q}{dt^2} + R\frac{dq}{dt} + \frac{q}{C} = 0.$$

Poniamo:

[5] $$R_e = \frac{q}{C},$$

reazione capacitiva del sistema elettrico alla variazione della carica elettrica q (questa intesa come deformazione del circuito elettrico);

[6] $$R_d = RI,$$

reazione dissipativa dello stesso; e:

[7] $$R_i = L\frac{dI}{dt},$$

reazione inerziale del sistema elettrico. Si potrà scrivere allora, tenendo presente la [4]:

[8] $$R_i + R_d + R_e = 0.$$

I tre addendi che compaiono nella [8] sono omodimensionali con una tensione elettrica, come appare immediatamente dall'esame delle [5], [6] e [7], pertanto, le tre reazioni individuate dalle medesime relazioni, coincidono con le tensioni istantanee localizzate, rispettivamente, ai capi dei tre elementi C, R ed L del circuito oscillatorio.

Nel caso più generale, in cui nel sistema elettrico considerato esista una f.e.m. impressa E, la [4] e la [8] si scriveranno, rispettivamente:

[4bis] $$L\frac{d^2q}{dt^2} + R\frac{dq}{dt} + \frac{q}{C} = E,$$

e

[8bis] $$R_i + R_d + R_e = E.$$

Si passi ora a considerare un sistema meccanico vibrante (in particolare acustico). La quantità che misura, in ogni istante, lo spostamento del sistema dalla condizione di equilibrio, cioè in generale la *deformazione*, sia indicata con il simbolo X, grandezza analoga alla carica elettrica istantanea q, nei sistemi elettrici. I parametri caratteristici del sistema, che influiscono sulle particolarità delle oscillazioni, presentando quella che si può definire una *reazione* alla deformazione suddetta, possono ridursi a tre.

Un primo parametro, corrispondente alla energia potenziale del sistema, proporzionale alla deformazione (essendo dovuto alla elasticità di questo), caratterizzato da una *reazione elastica*:

$$R_e = k_e X$$

in cui k_e è il *coefficiente di elasticità* (*rigidità*) del sistema; ovvero considerando anzichè k_e, il suo inverso, cioè la *capacità di deformazione* (*cedevolezza*) c_m del sistema meccanico:

[5'] $$R_e = \frac{X}{c_m}$$

A tale reazione, corrisponde una energia potenziale la cui variazione elementare è espressa da:

[1'] $$dW_e = R_e dX$$

pertanto R_e rappresenta la forza meccanica con la quale il sistema reagisce, se deformato di X.

Un secondo parametro, corrispondente alla energia dissipata in calore, proporzionale alla rapidità di deformazione del sistema, caratterizzato da una reazione *dissipativa*:

[6'] $$R_d = r_m\frac{dX}{dt} = r_m\, v_m,$$

in cui r_m è la resistenza di attrito del sistema meccanico, e v_m la rapidità di deformazione del sistema stesso. A tale reazione, corrisponde una energia dissipata, la cui variazione elementare è data da:

[2'] $$dW_d = R_d\, dX,$$

come ci si convince pensando che R_d rappresenta la forza meccanica con la quale il sistema reagisce.

Un terzo parametro, infine, corrisponde all'energia cinetica del sistema, proporzionale alla accelerazione con la quale il sistema tende a deformarsi in ogni istante, caratterizzato da una *reazione*

inerziale:

$$[7'] \qquad R_i = m_m \frac{d^2X}{dt^2} = m_m \, a_m$$

in cui m_m è il *coefficiente di inerzia* del sistema, cioè la *massa*, nel caso di sistemi deformantisi in blocco. A tale reazione, corrisponde una energia di natura cinetica, la cui variazione elementare è data, analogamente, da:

$$[3'] \qquad dW_i = R_i \, dX,$$

ciò che è evidente, in quanto R_i rappresenta la forza meccanica con la quale il sistema reagisce.

Per il principio di conservazione dell'energia si potrà scrivere:

$$[8'] \qquad R_e + R_d + R_i = 0,$$

e, in generale, se il sistema è soggetto a una causa deformatrice (*forza vibromotrice F*):

$$[8' \text{ bis}] \qquad R_e + R_d + R_i = F.$$

I tre addendi che compaiono nelle due relazioni precedenti, sono omodimensionali, come si è visto, con una forza meccanica.

Dal confronto delle [5], [6] e [7] con le [5'], [6'] e [7'] nasce una evidente analogia tra le grandezze:

capacità (C) e *cedevolezza* (c_m)
resistenza (R) e *resistenza d'attrito* o *meccanica* (r_m)
induttanza (L) e *coefficiente d'inerzia* o *massa* (m_m)

mentre già evidenti appaiono le analogie tra le grandezze:

forza elettromotrice (E) e *forza vibromotrice* (F)
corrente elettrica (I) e *rapidità di deformazione* (v_m).

Proseguendo nell'analogia, ormai chiaramente impostata, tra sistemi elettrici e sistemi meccanici, si ricerchino le relazioni che legano tra loro le grandezze E ed I e le grandezze F e v_m. Si ammetta inoltre che, tanto il sistema elettrico, quanto il sistema meccanico, siano sottoposti alla legge dinamica del moto armonico, che cioè tanto la forza elettromotrice, quanto la forza vibromotrice, agiscano con pulsazione ω. I principi di elettrotecnica generale ci insegnano che, l'impedenza elettrica di un sistema elettrico, caratterizzato dai parametri R, L e C, di significato noto, è data da:

$$[9] \qquad \mathbf{Z} = R + j\left[\omega L - \frac{1}{\omega C}\right],$$

ovvero:

$$[10] \qquad \mathbf{Z} = R + jX,$$

ove con X indichi la differenza, che appare nella [9], tra i segni di parentesi, cioè la *reattanza elettrica* del sistema. Ciò premesso, è pure noto che:

$$[10] \qquad E = ZI,$$

e che lo sfasamento della corrente rispetto alla tensione, è dato da:

$$[12] \qquad \psi = \operatorname{arctg} \frac{X}{R}.$$

E' infine noto che, se le due reattanze (la induttiva ωL e la capacitiva $1/\omega C$) sono numericamente uguali, la reattanza elettrica X si annulla e l'impedenza elettrica si riduce alla sola resistenza ohmmica. Si ha in tal caso il fenomeno della *risonanza elettrica*: l'impedenza risulta minima e la corrente, a parità di f.e.m., massima:

$$[13] \qquad E = RI.$$

Tornando nuovamente al sistema meccanico, poichè si è ammesso che tanto questo, quanto il sistema elettrico, siano sottoposti alla legge dinamica del moto armonico, è logico pensare che i due sistemi siano governati dalle medesime equazioni generali. Si potrà pertanto definire l'*impedenza meccanica* di un sistema meccanico, caratterizzato da resistenza meccanica r_m, cedevolezza c_m e coefficiente d'inerzia m_m, analogamente all'impedenza elettrica di un sistema elettrico, mediante la:

$$[9'] \qquad \mathbf{Z}_m = r_m + j\left[\omega m_m - \frac{1}{\omega c_m}\right],$$

ovvero la:

$$[10'] \qquad \mathbf{Z}_m = r_m + j\,x_m$$

se con x_m si indica la reattanza meccanica del sistema. Ciò posto, si può scrivere:

$$[11'] \qquad F = Z_m \, v_m,$$

ricordando, inoltre che lo sfasamento della rapidità di spostamento, rispetto alla forza vibromotrice, è dato da:

$$[12'] \qquad \psi = \operatorname{arctg} \frac{x_m}{r_m}.$$

Anche in questo caso, se le due reattanze (la inerziale o di massa ωm_m e la reattanza di cedevolezza $1/\omega c_m$ sono uguali, la rettanza meccanica x_m si annulla e l'impedenza meccanica si riduce alla sola resistenza di attrito. Si ha, in tal caso, il fenomeno della *risonanza di velocità*: l'impedenza meccanica risulta minima e la rapidità di spostamnto, a parità di forza vibromotrice. massima:

$$[13'] \qquad F = r_m \, v_m.$$

Se, infine, al sistema meccanico generico, ora considerato. si sostituisce un sistema acustico, converrà considerare la coppia di parametri *pressione acustica* (p_a) e *intensità di flusso sonoro* o *volume di corrente* ($v_a A$), in luogo della coppia forza vibromotrice e rapidità di deformazione, per cui alle [5'], [6'] e [7'] si sostituiscono le:

$$[5''] \qquad R_e = \frac{X}{c_a} A = \frac{\Phi}{c_a},$$

$$[6''] \qquad R_d = r_a \frac{dX}{dt} A = r_a \, v_a \, A = r_a \frac{d\Phi}{dt},$$

$$[7''] \qquad R_i = m_a \frac{d^2X}{dt^2} A = m_a \frac{dv_a}{dt} A = m_a \frac{d^2\Phi}{dt^2},$$

nelle quali i simboli c_a, r_a ed m_a acquistano i significati particolari di *capacità acustica* (anche *capacitanza*), *resistenza acustica* o *di irradiazione* e *inerzia acustica* (anche *inertanza*). Con perfetta analogia con quanto detto in precedenza si potrà scrivere:

$$[8''] \qquad R_e + R_d + R_i = 0,$$

e, in generale, se il sistema è soggetto a una causa deformatrice (*pressione acustica* p_a):

$$[8'' \text{ bis}] \qquad R_e + R_d + R_i = p_a.$$

Anche in questo caso, si potrà definire l'*impedenza acustica* di un sistema acustico, caratterizzato da resistenza acustica r_a, capacità acustica c_a e inerzia acustica m_a, analogamente all'impedenza elettrica di un sistema elettrico, mediante la:

$$[9''] \qquad \mathbf{Z}_a = r_a + j\left[\omega m_a - \frac{1}{\omega c_a}\right]$$

ovvero la:

$$[10''] \qquad \mathbf{Z}_a = r_a + j\,x_a,$$

se con x_a si è indicata la reattanza acustica del sistema. Si potrà scrivere:

$$[11''] \qquad p_a = Z_a \, v_a \, A,$$

ricordando, inoltre, che lo sfasamento del flusso sonoro rispetto alla pressione acustica, è dato da:

$$[12''] \qquad \psi = \operatorname{arctg} \frac{x_a}{r_a}.$$

Anche nei sistemi acustici, se le due reattanze (la inerziale ωm_a e la capacitiva $1/\omega c_a$) sono uguali, la reattanza acustica x_a si annulla e l'impedenza acustica si riduce alla sola resistenza acustica.

Si ha, in tal caso, il fenomeno della *risonanza acustica*; l'impedenza acustica risulta minima e il flusso sonoro, a parità di pressione acustica, massimo:

$$[13''] \qquad p_a = r_a v_a A.$$

Si tenga presente che, nelle formule ora scritte, A rappresenta l'area attraverso la quale le molecole interessate al fenomeno vibratorio si spostano con velocità v_a, a causa della pressione acustica p_a. Per le premesse poste, si ha inoltre che:

$$[14] \qquad [Z_a] = \left[\frac{Z_m}{A^2}\right]$$

ossia, dimensionalmente, l'impedenza acustica è uguale a una impedenza meccanica divisa per il quadrato di una superficie.

L'analogia elettro-meccanica-acustica, ora sviluppata, non conduce per se stessa a cognizioni nuove o che, comunque, non siano date dall'esame diretto impostato sulle equazioni meccaniche del sistema. Essa permette però, come si è già accennato, data la semplicità estrema dei circuiti elettrici richiamati, di intuire a prima vista le principali proprietà del sistema vibrante.

Più sopra, si è parlato di circuito elettrico convenzionale o equivalente, inteso come quel circuito elettrico che può essere assunto come fondamentale nello studio del trasduttore in esame. Ora lo si può definire, intendendo per circuito convenzionale o equivalente al sistema meccanico (acustico, in particolare) vibrante, quel circuito elettrico costituito da resistenze, induttanze e capacità, nei cui rami le correnti elettriche assumano valori che corrispondano, in ogni istante, con relazione di proporzionalità, alle rapidità di deformazione delle varie parti del sistema originale (velocità di spostamento delle varie parti dalla loro posizione di ri-

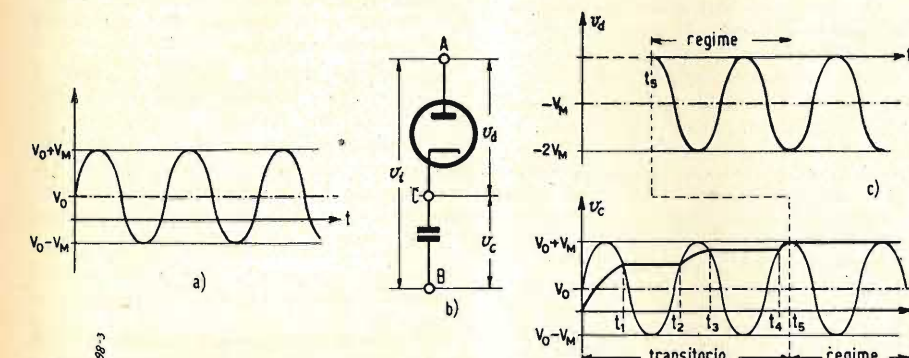
(*il testo continua a pag. 62*)

Si descrive un semplicissimo tipo di « sonda » per effettuare, mediante un voltmetro elettronico (1) *per tensioni continue, misure di tensioni alternative sovrapposte o meno ad eventuali componenti continue, con la possibiltà di misurare sia il valore di cresta della tensione applicata, sia il valore efficace della sola componente alternativa. Si descrive una realizzazione pratica, con alimentazione indipendente, applicabile a qualsiasi tipo di voltmetro elettronico, ed in particolare per l'adattatore da noi descritto in questa Rivista* (vol. XXIII, n. 4, Aprile 1951).

SONDA PER LA MISURA DI TENSIONI ALTERNATE CON VOLTMETRI ELETTRONICI PER TENSIONI CONTINUE

di Sergio Roselli e Raoul Taradel

GENERALITA'

In un nostro precedente articolo apparso su questa Rivista, descrivemmo un adattatore capace di estendere l'uso di un normale ohmetro a V.E. per tensioni continue. Facciamo seguito a quell'articolo descrivendo un tipo di sonda che applicata all'adattatore, come a qualsiasi altro V.E. per tensioni continue, permette la misura di tensioni alternate. Contrariamente alle sonde che normalmente accompagnano i V.E. di produzione industriale, le quali sono previste unicamente per la misura del valor massimo delle componenti alternative delle tensioni applicate, la realizzazione che noi proponiamo permette indifferentemente la misura sia del valore efficace della sola componente alternativa, sia del valore di cresta dell'intera tensione applicata.

Vediamo di precisare quanto abbiamo detto con un esempio: supponiamo che la tensione da misurare risulti dalla sovrapposizione di una componente continua V_0 e di una componente alternativa sinusoidale di ampiezza V_M e pulsazione ω: V_M *sen* ωt (vedi figura 1a). La nostra sonda permette di misurare sia il valore massimo della tensione positiva applicata, che a seconda di come si effettuano i collegamenti sarà $V_0 + V_M$ ovvero $V_0 - V_M$; sia il valor massimo V_M della sola componente alternativa.

Lo schema della sonda è semplicissimo: esso consiste in un diodo posto in serie ad un condensatore. Quando agli estremi AB della serie (figura 1b) viene applicata un tensione come quella il cui andamento è indicato in figura 1a, il condensatore si carica, dopo un breve transitorio iniziale, al valore di cresta $V_0 + V_M$ e rimane costantemente carico a questa tensione, mentre agli estremi del diodo si localizza a regime una tensione pari alla somma della tensione applicata e di quella del condensatore. Tale tensione ai capi del diodo riproduce esattamente la forma della componente alternativa della intera tensione applicata fra A e B, ma varia tra zero ed il doppio del valor massimo V_M ed è sempre negativa rispetto alle convenzioni sui segni indicate in figura 1b.

Da ciò segue che derivando tra B e C, con le polarità disposte come è indicato in (figura 2a), un voltmetro elettronico per tensioni continue, il quale, in prima approssimazione si può considerare d'impedenza infinita, esso misurerà la tensione cui si carica a regime il condensatore, cioè il massimo valore positivo della tensione applicata. Con tale collegamento lo strumento si comporterà come un voltmetro a cresta.

Fig. 1. - Schema elettrico della sonda e studio delle tensioni ai capi del diodo e ai capi del condensatore.

Effettuando invece la derivazione tra i punti A e C, sempre con le polarità indicate in figura 2b, il V.E. verrà sollecitato dalla tensione che si manifesta ai capi del diodo, la quale, come si è detto, è indipendente da eventuali componenti continue e varia tra zero e $2\,V_M$ con legge sinusoidale. L'indice dello strumento non potendo seguire, a causa della sua inerzia, le variazioni della tensione, si formerà in una posizione intermedia dipendente dalla linearità della scala, dalla forma d'onda della tensione e dalla sua ampiezza. Per forme sinusoidali, la posizione dell'indice dipenderà in definitiva dal valore massimo della tensione alternativa perciò una conveniente taratura dello strumento, permetterà la misura dei valori massimi delle tensioni alternate.

Daremo più sotto un analisi elementare del circuito della quale risulterà che le tensioni ai capi del condensatore e del diodo, hanno effettivamente il valore indicato in figura 1c e 1d. Quì ci limitiamo ad osservare i seguenti fatti di importanza pratica.

a) In realtà il V.E. che abbiamo descritto nel nostro precedente articolo, ha una resistenza d'ingresso di 10 MΩ. Questo fatto del resto è comune per tutti i voltmetri elettronici in commercio le cui resistenze d'ingresso hanno di solito i valori di 10, 50 e 100 MΩ.

La presenza di questa resistenza di valore elevato in parallelo al condensatore o al diodo (figura 2), ha per effetto di scaricare parzialmente il condensatore durante gl'intervalli di tempo in cui il catodo è positivo rispetto alla placca. Se la frequenza è sufficientemente elevata e la costante di tempo RC è ben proporzionata, si possono ritenere trascurabili le oscillazioni della tensione ai capi del condensatore, di modo che esso si può considerare costantemente caricato al valore di cresta. Le condizioni ottime di funzionamento sono quindi determinate dai valori della frequenza e della costante di tempo RC. In pratica, se ω è la pulsazione della tensione da misurare, si ottengono risultati soddisfacenti scegliendo il valore di RC in modo che

$$RC\,\omega > 100$$

Fissati R e C, risulta determintao il *limite inferiore* delle frequenze a cui può lavorare la sonda. Così per esempio, nel nostro V.E. R = 10 MΩ, facendo C = 1000 pF si ha:

$$\omega > \frac{100}{RC} = \frac{100}{10^7 \times 10^{-3}} = 10.000$$

cioè la sonda dà indicazioni corrette per tensioni alternate di pulsazione maggiore di 10.000 cioè, essendo $\omega = 2\,\pi f$, per frequenze maggiori di 1500 Hz circa.

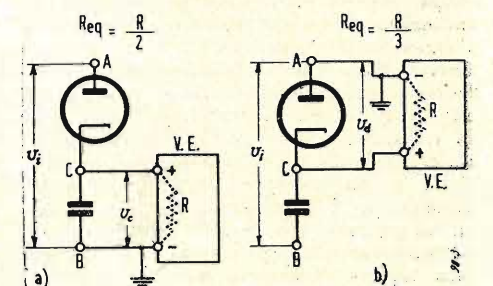



Fig. 2. - Inserzione della sonda.

b) Abbiamo visto come si determina il limite inferiore delle frequenze a cui può lavorare la sonda. Aggiungiamo che la indicazione del V.E. è sostanzialmente indipendente dalla frequenza nel campo che si estende dal predetto limite inferiore alle ordinarie frequenze radio. Alle frequenze molto alte (onde ultracorte e microonde) la taratura risulta modificata da fenomeni di risonanza e dal tempo di transito degli elettroni.

c) Per frequenze non molto alte la serie diodo-condensatore, presenta una impedenza molto elevata di carattere quasi

(1) In seguito indicato brevemente con V.E.

esclusivamente reattivo. Aggiungendo in parallelo al condensatore o al diodo il voltmetro elettronico per tensioni continue con resistenza d'ingresso R, l'impedenza della sonda ovviamente diminuisce. Risulta dal calcolo che la sua componente resistiva, denominata « resistenza equivalente d'ingresso » R_{eq} risulta uguale alla metà della R quando il V.E. è derivato al condensatore, e ad un terzo della R quando il V.E. è derivato al diodo. Nel nostro caso la R_{eq} è uguale a 5 MΩ per il collegamento di figura 2a ed a 3,3 MΩ per il collegamento di figura 2b. La conoscenza della R_{eq} è utilissima, ad esempio, per calcolare lo smorzamento introdotto in un circuito oscillatorio dall'applicazione ai suoi capi della sonda.

REALIZZAZIONE

Diamo qui di seguito una descrizione dettagliata del montaggio di questo tipo di sonda, la quale, essendo provvista di alimentazione indipendente, può applicarsi a qualsiasi V.E. per tensioni continue. I valori numerici delle capacità riportate in figura 3, sono riferiti ad un V.E. con resistenza d'ingresso di 10 M, quindi in particolare la sonda è progettata per l'adattatore da noi descritto nel numero 4 (1951) di questa Rivista. Tuttavia sarà facile, in base alle considerazioni esposte precedentemente alla lettera *a*) calcolare i nuovi valori delle capacità riferiti ad un V.E. con resistenza d'ingresso diversa da 10 MΩ.

Lo schema costruttivo della sonda è indicato chiaramente in figura 3. Diodo, relativa batteria di accensione e condensatori sono racchiusi in un involucro di forma cilindrica, connesso al V.E. mediante un cavo sufficientemente lungo, per avere la possibilità di portare la sonda nelle immediate vicinanze del luogo ove si effettua la misura. L'involucro esterno è costituito da un tubo di cartone bachelizzato del diametro interno di circa 29 mm e della lunghezza di 15 cm. La superficie interna di questo tubo è foderata da una sottile lamiera metallica che serve di schermaggio all'apparecchiatura. Un distanziatore di spessore opportuno, costituito di materiale isolante, è fissato internamente allo schermo ed ha lo scopo di sostenere il piedino della valvola, il contatto della pila, e di creare il vano adatto per alloggiare la pila stessa. Alcune scanalature praticate longitudinalmente nel distanziatore, permettono l'attraversamento dei vari fili di collegamento. Dato che il funzionamento della sonda è intermittente e che la taratura risulta indipendente, entro larghi limiti, dalla temperatura del catodo, è consigliabile usare una pila di piccolo volume per ridurre le dimensioni ed il peso dell'apparecchiatura. Per diodo si adoperi quello di dimensioni più piccole possibili, con alimentazione in continua 1,5 volt. Nel nostro schema costruttivo abbiamo previsto lo spazio per una valvolina serie « miniatura » e per un elemento di batteria da 3 volt, per esempio il tipo 66 della superpila.

L'accensione della valvola si ottiene mediante un pulsante, munito di dispositivo di bloccaggio, fissato lateralmente all'involucro cilindrico. L'uscita della sonda è sistemata posteriormente alla pila. Per avere la possibilità di effettuare i due collegamenti indicati in figura 2a e 2b, e di unire elettricamente nei due casi lo schermo del cavo allo schermo della sonda, abbiamo realizzato la connessione tra la sonda e il cavo proveniente dal V.E., mediante uno zoccolo Octal e relativo innesto. Nello zoccolo, diametralmente opposta alla

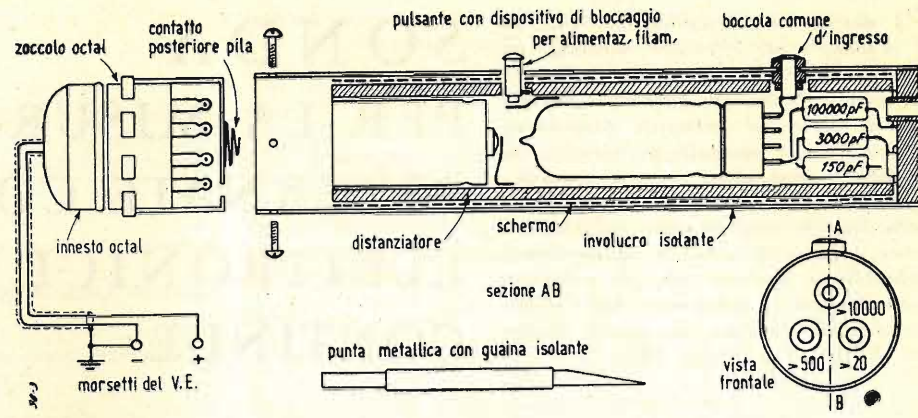



Fig. 3. - Schema costruttivo della sonda per la misura di tensioni alternate con voltmetri elettronici per tensioni continue.

scanalatura già esistente, ne è stata praticata un'altra in maniera che l'innesto può infilarsi in due maniere diverse corrispondenti ai due tipi di collegamenti.

Come risulta dalla figura 3 lo zoccolo costituisce anche la chiusura poteriore della sonda. A tale scopo i contattini sono protetti da una piccola scatola cilindrica di cartone bachelizzato, sul cui coperchio, dalla parte della pila, è fissata una molletta che serve ad assicurare il contatto con la pila medesima. Il fissaggio dello zoccolo all'involucro della sonda, è realizzato mediante quattro piccole viti.

L'ingresso della sonda fa capo ad una boccola collegata alla placca del diodo, e ad una punta metallica collegata al condensatore. Poichè il limite inferiore delle frequenze alle quali può funzionare la sonda è tanto più basso quanto più alta è la capacità, e poichè d'altra parte non è conveniente usare una capacità eccessivamente elevata per le frequenze alte, abbiamo aggiunto altri due condensatori di capacità maggiore con la possibilità di commutare l'uno con l'altro, mediante le boccole d'ingresso frontali com'è indicato in figura 3. Ciò per potere effettuare misure a frequenze via via più basse. In tal modo possono ottenersi tre limiti inferiori per le frequenze, che, per i valori delle capacità indicati in figura 3, sono rispettivamente 10.000, 500, e 20 Hz. I tre condensatori hanno un'armatura collegata al catodo e l'altra, rispettivamente, a tre boccole sistemate nella parte anteriore della sonda. Per inserire il condensatore corrispondente al desiderato limite inferiore della frequenza, basta infilare la punta metallica nella boccola frontale cui è collegato il condensatore in questione.

Per la lettura dello strumento, quando la connessione è fatta per voltmetro a cresta, si usa la scala già esistente sul V.E. sulla quale si leggerà ora il massimo valore positivo della tensione applicata. Per l'altra connessione è invece necessario effettuare una taratura. Questa si può fare a frequenza industriale per confronto con strumenti campioni, avendo cura di portare la tensione d'ingresso della sonda tra la presa comune e la boccola corrispondente al limite inferiore delle frequenze di 25 Hz. Si tenga presente che mentre lo strumento campione fornisce i valori efficaci, la scala del V.E. va tarata per i valori massimi; perciò le indicazioni dello strumento campione vanno moltiplicate per $\sqrt{2}$.

ANALISI DEL CIRCUITO

Crediamo opportuno aggiungere una breve nota sul funzionamento del circuito descritto precedentemente; ciò per rendere conto del fatto che quando agli estremi della serie diodo-condensatore si fa agire una d.d.p. alternativa sovrapposta ad una d.d.p. continua (la quale può anche essere eventualmente nulla), il condensatore si carica al massimo valore positivo della tensione applicata, mentre ai capi del diodo si localizza una d.d.p. che varia periodicamente fra 0 ed un determinato valore massimo riproducendo esattamente la forma d'onda della componente alternativa della tensione applicata.

Supponiamo dunque che fra i punti A e B del circuito indicato in figura 1b venga applicata una tensione v_i costituita da una componente continua V_o e da una componente alternativa sinusoidale di valore massimo V_M e pulsazione ω. L'espressione analitica della variazione nel tempo di tale tensione, sarà pertanto:

$$v_i = V_o + V_M \operatorname{sen} \omega t$$

Vediamo dapprima come accade che il condensatore si carica al massimo valore positivo della tensione applicata, in questo caso uguale a $V_o + V_M$. Se nell'istante iniziale il condensatore è scarico, durante la fase ascendente della tensione d'ingresso v_i la valvola si comporterà, in prima approssimazione, come una resistenza, perciò il condensatore comincerà a caricarsi positivamente rispetto al senso assunto come positivo (vedi figura 1b). Quando la tensione applicata entra nella fase discendente, nel preciso istante t_1 in cui essa raggiunge lo stesso valore della tensione del condensatore, la tensione ai capi del diodo si annulla per poi cambiare disegno. A partire da questo istante, il diodo si comporta come un interruttore aperto, la corrente di carica si arresta ed il condensatore mantiene la tensione che aveva raggiunto nell'istante t_1. Al sopraggiungere della nuova fase ascendente della tensione applicata, nell'istante t_2 in cui questa raggiunge il valore a cui era rimasto carico il condensatore, la tensione ai capi del diodo si annulla per prendere poi valori positivi. Il condensatore viene pertanto soggetto ad una nuova fase di carica che si prolunga fino all'istante t_3 in cui v_c e v_i hanno lo stesso valore. Il processo si ripete fino a che il condensatore non ha raggiunto il massimo valore positivo della tensione applicata. A questo punto non passa più corrente nel diodo ed il condensatore rimane carico alla tensione $V_o + V_M$. In figura 1c è indicato a tratteggio l'andamento della tensione d'ingresso e a tratto continuo l'andamento della tensione ai capi del condensatore.

Ciò premesso possiamo determinare come varia a regime la tensione v_d ai capi del diodo. Tenendo conto dei sensi assunti come positivi per le tensioni v_i, v_c, v_d, sensi che sono indicati per mezzo di freccie in figura 1b, si ha:

$$v_d = v_i - v_d \quad [1]$$

Noi conosciamo l'andamento della v_i ($v_i = V_o + V_M \operatorname{sen} \omega t$) e abbiamo visto che, dopo un breve transitorio iniziale, la v_c rimane costantemente uguale a $V_o + V_M$. Sostituendo a v_i e v_c le loro espressioni si ottiene:

$$v_d = V_o + V_M \operatorname{sen} \omega t - V_o - V_M \quad [2]$$

e semplificando:

$$v_d = V_M \operatorname{sen} \omega t - V_M \quad [3]$$

quest'ultima relazione dimostra che la tensione istantanea ai capi del diodo può essere considerata come la somma algebrica di un termine sinusoidale di ampiezza V_M e pulsazione ω, e di un termine costante pari a $-V_M$. A regime perciò la placca non diventa mai positiva rispetto al catodo ed il diodo si comporta costantemente come un interruttore aperto. La curva di variazione della tensione istantanea v_d, segnata in figura 1d, è dunque una sinusoide di frequenza e ampiezza uguali alla componente sinusoidale della tensione applicata alla serie. Essa è tangente superiormente all'asse dei tempi ed il suo asse di simmetria ha per ordinata $-V_M$. V_M rappresenta pertanto, a prescindere dal segno, il valore medio di tutte le tensioni istantanee ai capi del diodo nel corso di un intero periodo ed è, indefinitiva, il valore della tensione che segna il V.E. quando viene derivato tra i punti A e C com'è indicato in figura 2b.

Si osservi il fatto importantissimo che l'andamento della v_d non dipende affatto dall'entità delle tensioni continue eventualmente sovrapposte alla parte alternativa della tensione d'ingresso. Questo fatto, che trova analiticamente riscontro nella eliminazione del termine V_o nella [2], permette di misurare tensioni alternate anche in presenza di componenti continue.

N.B. — Se la componente alternativa della tensione d'ingresso non ha forma sinusoidale, ma è tale che il suo massimo positivo è uguale al suo massimo negativo, il valor medio delle tensioni ai capi del diodo coincide ancora con il valor massimo della componente alternativa della tensione d'ingresso. In questo caso il V.E. derivato fra i punti A e C continua a misurare il valor massimo. Ma se la componente alternativa ha i picchi positivo e negativo diversi fra loro, come accade per esempio per le tensioni che hanno sovrapposta una seconda armonica di fase $\pi/2$, allora il valore medio della tensione ai capi del diodo viene a coincidere, a seconda dei casi, con l'uno o l'altro dei picchi di questa componente alternativa. Non si può parlare in questo caso di valor massimo della tensione alternativa. L'indicazione del V.E. coinciderà anche questa volta con il valor medio della v_d, e cioè in definitiva con uno dei due picchi della componente alternativa.

Abbiamo aggiunto queste ultime considerazioni per orientare il tecnico ed il dilettante che si trovassero a lavorare con tensioni di forma non sinusoidale.

* * *

Le esperienze relative alla compilazione di questo articolo sono state eseguite presso il gabinetto di Radiocomunicazioni dell'Istituto Nautico di Livorno. **

MISURATORE D'INTENSITÀ DI CAMPO E MONITORE

di CURZIO BELLINI (*)

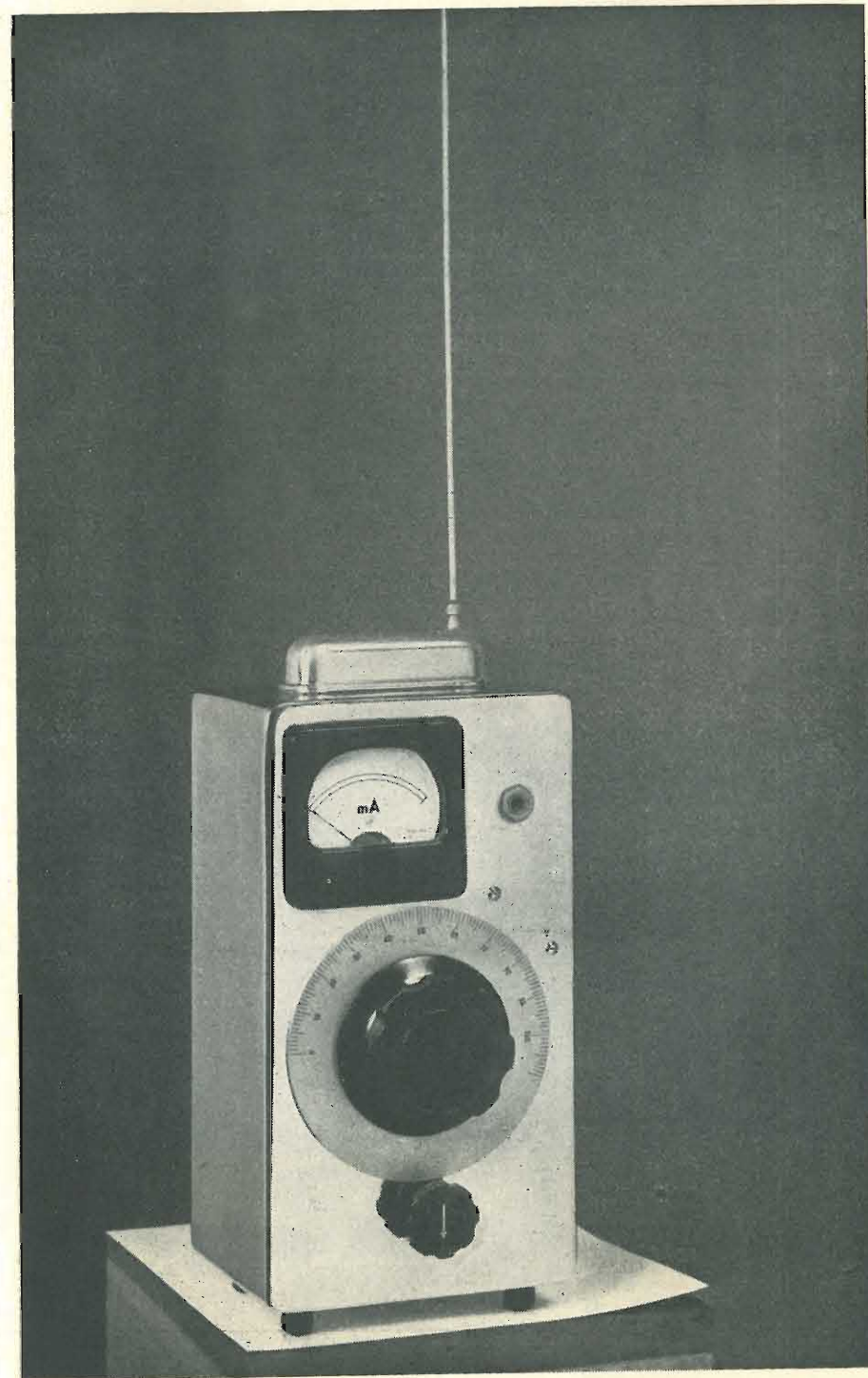
Uno degli strumenti più utili e di poco costo per il radioamatore è quello che ora descriviamo.

Esso si presta egregiamente per la messa a punto delle antenne di trasmissione, controllandone l'intensità di radiazione.

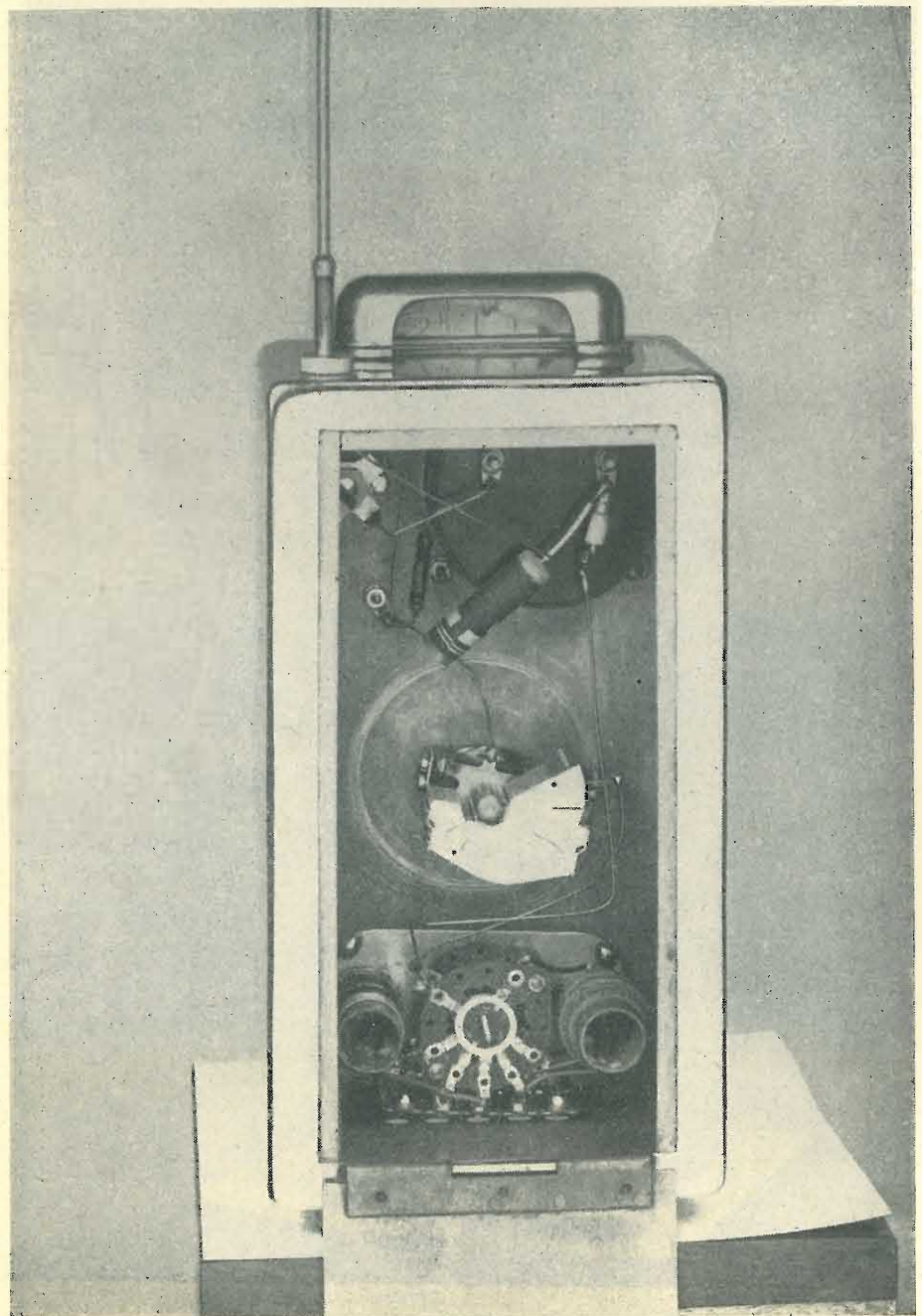
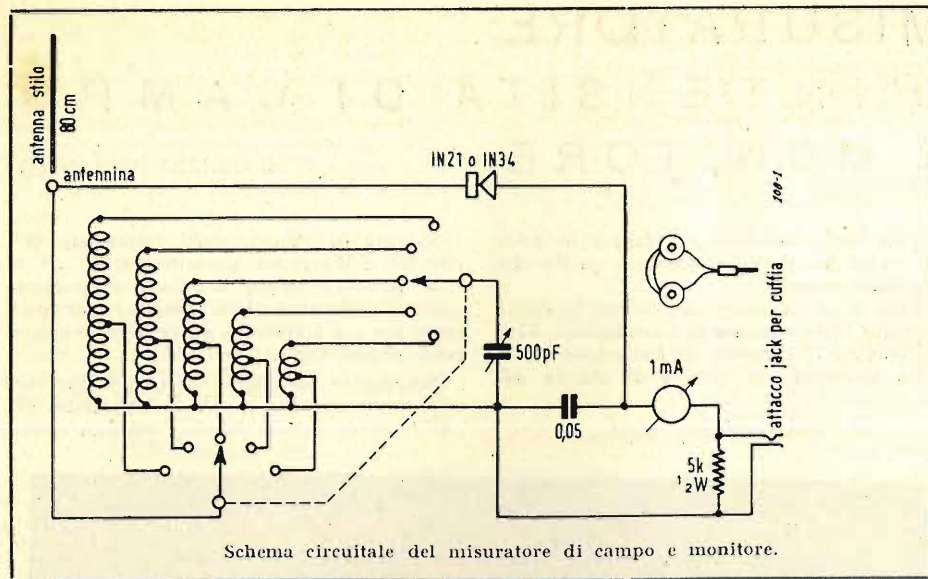
Lo strumento di misura dà già in dB l'intensità di campo, nelle immediate vicinanze dell'antenna trasmittente.

E' possibile quindi tracciare diagrammi sulla direzionalità delle antenne per poterne poi più facilmente correggere le eventuali imperfezioni.

Nel nostro montaggio è stato adoperato uno strumento da 1 mA fondo tarato in dB secondo l'unita tabella, ma può essere

(*) Del Laboratorio Iris Radio.

Veduta anteriore del misuratore d'intensità di campo e monitore.

Schema circuitale del misuratore di campo e monitore.

Il misuratore di campo e monitore visto dal lato posteriore.

vantaggiosamente usato, per un aumento della sensibilità e quindi della portata del misuratore, uno strumento da 200 o da 100 μA.

In questo caso sarà meglio effettuare le misure a una distanza di 3 o 4 volte la lunghezza d'onda d'emissione.

L'uso del raddrizzatore al cristallo di germanio ha permesso di abbandonare l'uso di valvole e pile rendendo più pratico lo strumento.

Collegando una cuffia può essere usato per il controllo della modulazione, di eventuale RAC sulla portante ecc.

Tarando la scala del variabile può essere usato anche come ondametro.

Per aumentare la portata del campo di misura sarà sufficiente collegare l'apparecchio a terra.

**

DATI COSTRUTTIVI DELLE BOBINE

1) Gamma da 9 a 36,5 metri:
2,5 + 3 sp. filo 0,7 spaziato 0,7;
2) gamma da 36 a 105 metri:
4 + 11 sp. filo 0,32 smalto, non spaziato;
3) gamma da 96 a 265 metri:
10 + 35 sp. filo 0,18 smalto, non spaziato;
4) gamma da 238 a 720 metri:
20 + 90 sp. filo 0,12 smalto-seta, nido d'ape;
5) gamma da 710 a 2100 metri:
in quattro bobine, 40 + 155 + 155 + 70 sp. a 2 mm di distanza l'una dall'altra, filo 0,12 smalto-seta, nido d'ape.

TARATURA DELLO STRUMENTO

0,015 mA	. . .	0 dB
0,10 mA	. . .	4,5 dB
0,20 mA	. . .	8,5 dB
0,30 mA	. . .	11 dB
0,40 mA	. . .	13 dB
0,50 mA	. . .	14,5 dB
0,60 mA	. . .	16 dB
0,70 mA	. . .	17 dB
0,80 mA	. . .	18 dB
0,90 mA	. . .	19 dB
1 mA	. . .	20 dB

ELEMENTI DI ELETTROACUSTICA

(segue da pagina 58)

poso). Per tracciare tale circuito equivalente, è necessario avere presenti le seguenti regole.

— Il numero di gradi di libertà di un sistema meccanicco (in particolare acustico) coincide con il numero di maglie del circuito elettrico convenzionale. Si tenga però presente che, ai nodi del circuito convenzionale, non corrispondono particolari punti del sistema originale in esame.

— Le maglie così ottenute, sono tra loro accoppiate mediante un ramo corrispondente (nell'analogia elettro-meccanica-acustica) all'organo che nel sistema originale in esame trasmette il movimento, i cui punti estremi sono soggetti per conseguenza a spostamenti e, quindi, a velocità, diverse.

Questa la teoria, alcune applicazioni pratiche ai vari tipi di trasduttori elettroacustici potranno essere oggetto di un prossimo articolo.

*

notiziario industriale

UN GENERATORE A ONDE QUADRE

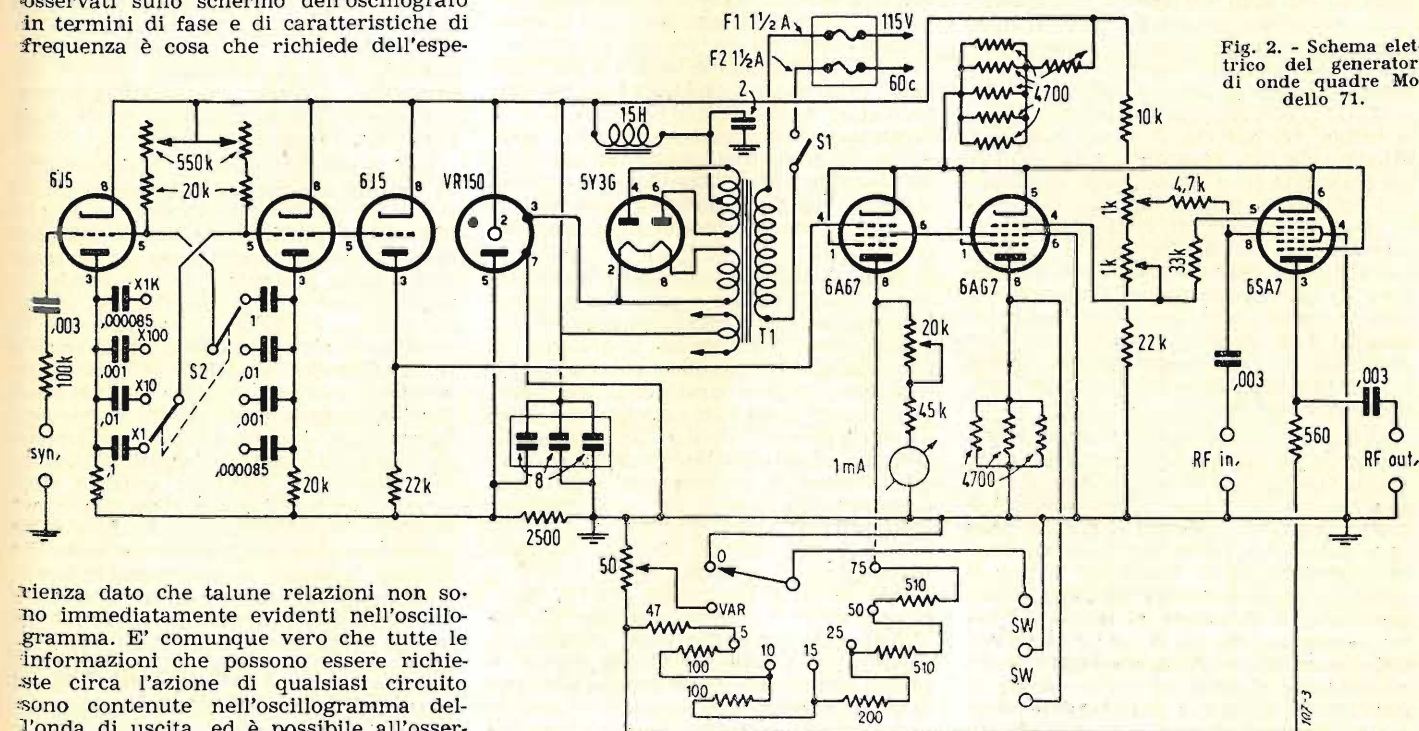
a cura di RAOUL BIANCHERI

La nostra Rivista ha già inoltrato i suoi lettori nella moderna tecnica della analisi di circuiti elettrici mediante l'impiego di onde quadre (« l'Antenna » XXII, n. 8, agosto 1950, pag. 188) e questo ci permette ora di iniziare senza preamboli la descrizione del Generatore di onde quadre Modello 71 costruito dalla **Measurements Corporations Boonton** (New Jersey).

Questo generatore fornisce onde quadre la cui gamma totale va da 5 a 100.000 periodi per secondo. Questo lo rende adatto per il controllo delle caratteristiche di molti tipi di amplificatori e circuiti nella gamma compresa fra 1 Hz e diversi MHz comprendente quindi l'intera gamma di B.F. e di video frequenza.

L'utilità delle onde quadre per la determinazione delle caratteristiche di frequenza e di fase dei circuiti dipende dal fatto che queste caratteristiche sono completamente determinate se la risposta del circuito è nota nel termine della tensione.

Le onde quadre sono funzione unitaria della tensione, ciclicamente ripetute ad un determinato intervallo di tempo. Così la risposta del circuito alla funzione unitaria, può esser pure ripetuta ciclicamente, ponendo l'onda di uscita alle placche di deflessione di un oscillografo, questo potrà essere osservato direttamente e l'analisi delle caratteristiche elettriche sarà compiuta osservando gli oscillogrammi. In linea generale, l'applicazione di un onda quadra con una frequenza di ripetizione f, segue direttamente la determinazione delle caratteristiche di frequenza di un circuito sotto a una frequenza di f/10 e sopra a una frequenza di f x 10, e a volte maggiore. Quindi un circuito di B.F. usuale può essere completamente controllato in una gamma compresa fra 5 periodi e 20.000 periodi applicando soltanto due frequenze differenti ad onda quadra, quali 50 periodi e 2.000 periodi. L'analisi di circuiti in video è grandemente semplicata dal fatto che le relazioni di fase possono essere determinate più convenientemente e rapidamente seguendo la tecnica delle onde quadre piuttosto di qualsiasi altro metodo conosciuto.

L'interpretazione degli oscillogrammi osservati sullo schermo dell'oscillografo in termini di fase e di caratteristiche di frequenza è cosa che richiede dell'esperienza dato che talune relazioni non sono immediatamente evidenti nell'oscillogramma. E' comunque vero che tutte le informazioni che possono essere richieste circa l'azione di qualsiasi circuito sono contenute nell'oscillogramma dell'onda di uscita, ed è possibile all'osservatore conoscere ciò che desidera compreso non solo le caratteristiche comunemente più note, ma altre meno facili da misurarsi e quindi non comunemente apprezzate.

L'aumento di velocità ottenuto nell'analisi di circuiti elettrici secondo questa tecnica, verrà a ripagare largamente il tecnico del tempo richiesto nell'acquisire la pratica necessaria all'interpretazione degli oscillogrammi.

Questo è particolarmente vero nel campo della televisione, ma sovente nell'ambito delle basse frequenze diviene evidente che certe relazioni di fase e certi fenomeni transitori comunemente trascurati possono avere grande importanza sulla fedeltà totale e sulla naturalezza di riproduzione del sistema sonoro. Queste relazioni sono difficili da determinarsi con i metodi di analisi ad onde sinusoidale, ma diventano semplici seguendo la tecnica di analisi ad onda quadra.

Fig. 1. - Generatore di onde quadre Mod. 71 della Measurements Corporation. Didascalia: *a*) = terminali per il sincronismo esterno; *b*) = comandi per la variazione di frequenza; *c*) = voltmetro della tensione d'uscita; *d*) = attenuatori della tensione d'uscita; *e*) = uscita RF modulata con onda quadra; *f*) = ingresso RF; *g*) = uscita onde quadre; *h*) = uscita tensione di sincronismo.

Fig. 2. - Schema elettrico del generatore di onde quadre Modello 71.

Una distinzione importante fra la tecnica dell'onda sinusoidale e la tecnica dell'onda quadra è che: nell'analisi con onda sinusoidale le ampiezze sono di grande importanza e devono essere misurate, cosa che richiede almeno due strumenti di misura per ogni frequenza. Con il metodo dell'onda quadra la risposta è ottenuta dall'interpretazione della forma dell'onda e non dell'ampiezza e si evita quindi sovraccarico, nessun strumento viene richiesto come pure nessun organo di attenuazione dispendioso. Il modello 71 non è uno standard di ampiezza, sovente per convenienza incorpora un misuratore di uscita e un'attenuatore calibrato. Questo viene fatto per fornire solamente un'idea approssimata della tensione di uscita unitamente ad un metodo conveniente per variare questa tensione; questi organi quindi non vanno intesi quali corrispondenti nei generatori campioni ad onda sinusoidale. Le resistenze usate in questo attenuatore sono tarate con una tolleranza del 5 % nell'intorno del loro valore nominale, questo permette la considerevole economia di fabbricazione.

I quadranti di frequenza sono calibrati individualmente per eliminare possibili differenze di fabbricazione a causa della variabilità delle resistenze le quali determinano la frequenza, ma dato che queste resistenze sono soggette a possibili variazioni nel corso della loro vita come pure a variazioni brevi in funzione delle caratteristiche ambientali quali la temperatura e l'umidità; a causa di ciò non si può garantire un'accuratezza nella costanza di frequenza. Ad aggirare questi inconvenienti nel caso che le considerazioni predette abbiano da ritenersi tali, si è provvista l'apparecchiatura di terminali a cui addurre tensioni di sincronismo che iniettate nel circuito oscillatore potranno stabilizzare la frequenza valendosi di un generatore esterno calibrato. La sincronizzazione potrà avvenire in fondamentale oppure in armonica oppure subarmonica.

L'oscillatore che determina la frequenza è del tipo a rilassamento ovvero a multivibratore e impiega due tubi 6J5. Forti variazioni di frequenza si possono ottenere variando i condensatori di reazione, variazione che avviene a scatti. In quattro scatti l'apparecchiatura provvede alla copertura delle seguenti gamme: 5-100, 50-1000, 500-10.000 e 5.000-100.000 Hz; una variazione fine e continua nell'ambito di ogni gamma è ottenuta da due resistenze variabili monocomandate, che fanno capo ai rispettivi circuiti di griglia dei tubi oscillatori. Questa gamma di frequenze fondamentali sarà sufficente per i normali controlli; per casi speciali si potrà estendere la gamma sia da un lato che dall'altro, basterà per questo collegare ai contatti delle gamme non utilizzate condensatori di valore appropriato, questo è evidente se si osserva il circuito elettrico di principio.

L'onda di uscita dell'oscillatore multivibratore ha la caratteristica delle onde quadre, ovvero un breve periodo di «Flipover» fra il mezzo ciclo positivo e quello negativo. Le parti superiori delle onde non sono piane ma possono essere modellate dallo stadio di uscita il quale è pilotato all'interdizione da un lato e alla saturazione di griglia dall'altro, questo appiattirà la parte superiore delle onde. E' possibile migliorare le caratteristiche rispetto al breve tempo di transito del fronte e alla linearità della parte superiore se vien fatto uso di uno stadio separatore e modellatore « clipper » fra l'oscillatore e gli stadi d'uscita; il modello 71 qui descritto ha all'uopo questo stadio. L'uscita dello stadio modellatore separatore (6J5) è un'onda quadra di circa 60 V ampiezza picco, con un breve fronte d'onda e una superficie sufficientemente piatta; questo, quando viene applicato allo stadio di uscita, viene ulteriormente migliorato, tanto che all'uscita di questo tubo si ha un'onda quadra con caratteristiche ideali. Il fronte d'onda è dell'ordine di 0,2 micro-secondi, questo è ottenuto usando dei tubi ad elevata conduttanza di tipo 6AG7 di conseguenza il taglio delle frequenze elevate come è indicato dal fronte d'onda è dovuto in larga parte all'inevitabile capacità d'uscita dei circuiti che shuntano la resistenza di uscita del valore di 1.500 ohm. Si possono ottenere dei miglioramenti del fronte d'onda riducendo l'impedenza d'uscita sacrificando di conseguenza la tensione dato che lo stadio d'uscita funziona come un tubo a corrente costante. Questa diminuzione di impedenza ottenuta shuntando la primitiva, può essere anche molto sensibile ogni qualvolta ciò sia desiderato e può effettuarsi esternamente . L'impedenza standard d'uscita è di 20 ohm per volt picco di uscita, come risulta evidente dal circuito elettrico (1500 ohm).

L'attenuazione della massima tensione è fatta su un solo lato del circuito di uscita da un semplice partitore di tensione. La tensione presente ai capi di questo attenuatore è misurata da un voltmetro in c.c., l'uso del quale è reso possibile dalle caratteristiche dell'onda quadra.

Dato che la corrente scorre nel tubo di uscita durante mezzo periodo e per l'altro mezzo il tubo è interdetto, la corrente scorrerà attraverso il voltmetro solo durante un semi periodo e sempre nella stessa direzione. Il voltmetro indicherà così solo la metà del picco di tensione, esso è calibrato in modo tale che la divisione **uno** sulla sua scala indica un picco di 75 V di uscita, ovvero la tensione effettiva misurata dal voltmetro sarà, di 37,5 V c.c. E' evidente che questa relazione dipenderà dall'uguaglianza delle due semionde dell'onda applicata e che qualsiasi ineguaglianza determinerà un errore di indicazione. Ineguaglianze possono risultare dalla diversità di caratteristica dei due oscillatori oppure dalla diversità dei due condensatori di reazione, oppure dalla diversità delle due resistenze variabili del circuito di griglia; l'accurata selezione di questi componenti fatta dal costruttore elimina largamente queste differenze.

Come è stato già menzionato, l'inclusione di uno stadio separatore modellatore migliora considerevolmente le caratteristiche del sistema generatore di onde quadre. Però questo introduce il problema dell'accoppiamento dei vari stadi fra di loro; è stato visto che l'uso di accoppiamenti di tipo RC è impossibile per ottenere delle caratteristiche di qualità come è desiderato in questa apparecchiatura, anche se la frequenza fondamentale della gamma è grandemente ridotta. Questo progetto fu tuttavia condotto a termine applicando l'accoppiamento diretto senza circuiti di accoppiamento di qualsiasi tipo fra gli stadi per non introdurre una discriminazione di frequenza. Ne risulta che il sistema amplificatore del generatore modello 71 produce onde quadre aventi la parte superiore perfettamente piana pure a frequenze fondamentali molto basse. Frequenze estremamente basse come per esempio quelle di un ciclo in diversi secondi sono state ottenute nei modelli sperimentali, senza diminuire per questo la linearità superiore ed aumentando leggermente il tempo del fronte d'onda, questo si avvicina fortemente alle condizioni teoriche ideali della funzione unitaria (a volte chiamata « funzione unitaria di **Heaviside** »).

Questa linearità ideale sarebbe persa se fosse necessario includere qualsiasi circuito di accoppiamento fra i tubi di uscita e l'apparecchiatura in prova. Pertanto non vengono usati condensatori in serie per evitare che la tensione di alimentazione sia presente ai terminali di uscita; l'intera tensione di alimentazione è fatta in maniera inversa alla pratica comune; i terminali positivi sono posti a massa e i catodi dei tubi collegati al potenziale negativo sono alimentati sul circuito isolato; questo sistema è posto in risalto dal circuito elettrico dove tutti gli elementi circuitali sono posti nel modo convenzionale ovvero ponendo il circuito di massa in basso ed il circuito isolato nella parte superiore.

Si vedrà quindi che questa disposizione non produrrà una connessione ottenuta con una singola terminazione fra un tubo e terra, ossia un'onda quadra il cui asse è a potenziale di massa.

Si avrà invece che il picco d'onda sarà a potenziale di terra, essendo questo generato quando il tubo d'uscita è nel semi periodo di interdizione; l'altro mezzo periodo si avrà quando l'onda sarà negativa rispetto a massa di un valore corrispondente all'intero picco generato e cioè quando il tubo sarà nel suo semiperiodo di conduzione.

Così l'onda l'uscita prodotta da una connessione a singola terminazione è tutta negativa verso massa, oppure in una terminologia più convenzionale, essa conterrà una componente continua uguale a metà del suo valore fra picco e picco, di segno negativo. Nei casi dove questa componente continua sia da considerarsi può essere variata o annullata dalla connessione serie di una controbatteria, oppure tramite un condensatore di grande capacità come avviene in alcune applicazioni. Nessun condensatore in serie dovrebbe essere collegato benchè, salvo considerazioni speciali del carico in cui lavora, non si abbia in pratica discriminazione considerevole sulle frequenze basse.

Nel generatore mod. 71 è stato incluso inoltre uno stadio modulatore facente uso di un tubo 6SA7 al fine di permettere la modulazione con onda quadra. In questo modulatore è presente non solo la portante e le sue bande laterali prodotte dalla modulazione ad onda quadra, ma anche la componente in corrente continua prodotta dalla corrente anodica del modulatore stesso. Una porzione dell'onda quadra a 180 gradi fuori fase assieme a questa componente continua, è applicata per estromettere i prodotti non desiderati di questa modulazione. Il comando sotto lo strumento d'uscita, il quale viene usato per regolare l'onda d'uscita in una certa gamma, agisce pure come un controllo di bilanciamento. Se una portante modulata con onda quadra è osservata su un'oscillografo a larga banda, questo comando pone l'asse nel centro dell'inviluppo della portante. Vi rimarrà un transitorio di c.c. il quale non causerà difficoltà alcuna quando si lavori con portanti a livello molto basso.

Fig. A

A) Onde quadre

Le onde quadre non sono altro che « impulsi unitari di Heaviside » ripetuti ad intervalli adeguati per permettere l'osservazione diretta della forma d'onda su un oscillografo a raggi castodici. Variando la frequenza delle onde quadre allargando od accorciando l'asse dei tempi per facilitare l'osservazione dei fronti verticali ed orrizzontale dell'onda quadra (Bibliografia « Amplifier Testing by means of Square waves » Comunications, February, 1939.

Fig. B

B) Taglio delle frequenze basse

Il taglio delle frequenze basse in un amplificatore con accoppiamento a resistenza e capacità è caratterizzata da una forma d'onda riprodotta in figura B. Questa è una misura del tempo di rifasmento dell'amplificatore. Circuiti comprendenti elementi non lineari quali, avvolgimenti su nuclei di ferro, possono mostrare diverse caratteristiche di bassa frequenza.

Fig. C

C) Taglio delle frequenze alte

Il taglio delle frequenze alte di un amplificatore con accoppiamento a resistenza e capacità è caratterizzato da una forma d'onda riprodotta in figura C. Circuiti con caratteristiche di taglio più acute avranno differenti caratteristiche.

Fig. D

D) Oscillazioni transitorie

Le oscillazioni transitorie presenti nei circuiti frequentemente non sono rilevabili con l'analisi fatta con onde sinusoidali. Una maniera ideale per lo studio di queste oscillazioni e quella di far uso di un'onda a fronte ripido qual'è un'onda quadra. — Bibliografia: A. V. Bedford « Transient Response of Multistage Video Frequency Amplifiers » Proceedings of the IRE - Aprile 1939.

Fig. E

E) Modulazione con onda quadra

Applicando una modulazione con onda quadra ad una frequenza portante di adeguato valore si possono studiare le caratteristiche di ampiezza e di fase e come pure i fenomeni transitori di un amplificatore a radiofrequenza. Questo permette l'applificazione della nuova tecnica circa il rapido allineamento di amplificatori a larga banda. — Bibliografia: H. E. Kallmann « Portable Equipment for Observing Transient Response of Television Apparatus » Proceedings of the I.R.E. August 1950.

Si raccomanda che questo modulatore venga usato con livelli di portante a radio frequenza compresi fra 0,1 e 1 volt da introdurre nel tubo 6SA7 ed inoltre si abbia possibilità di attenuare questo segnale dopo la sua applicazione nel modulatore ad onda quadra in maniera da minimizzare gli effetti di « shock excitation » dovuti al transitorio in c.c. Un semplice modo per verificare la presenza di oscillogrammi sorgenti dal transitorio in c.c., è di diminuire la portante applicata a 0 e notare se rimangono tracce di oscillogramma. Questi residui dovrebbero consistere in una serie di brevi treni d'onda concentrati. Se non vi è presenza di residui il transitorio non sarà fonte di confusione negli oscillogrammi e la portante potrà ancora essere applicata come pure la modulazione ad onda quadra al fine di esaminare gli oscillogrammi nella loro simmetria, nell'arrotondamento dei loro spigoli, nelle prominenze eventuali del loro fronte superiore ecc.

CARATTERISTICHE

Riassumendo le caratteristiche di questo generatore sono le seguenti:

Gamma di frequenza: variabile con continuità da 5 a 100.000 periodi al secondo in quattro campi.

Forma d'onda: Il fronte d'onda ha un tempo inferiore a 0.2 micro secondi per tensioni d'uscita di 75 volt picco, Per tensioni d'uscita di 5 volt picco o minori il tempo del fronte d'onda si mantiene inferiore a 0,1 microsecondo.

Tensione d'uscita: variabile a scatti fissi rispettivamente di: 75, 50, 25, 15, 10 e 5 volt picco e variabile con continuità da 0 a 2,5 volt picco.

Impedenza d'uscita: 20 ohm per volt.

Tensione d'uscita per segnali di sincronismo: 25 volt picco.

Impedenza dell'uscita per segnale di sincronismo: 1500 ohm.

Impedenza d'ingresso per segnali esterni di sincronismo: 20.000 ohm.

Modulatore a RF: massimo ingresso di portante 5 volt. Guadagno dello stadio circa 1.

Impedenza d'uscita 600 ohm.

Ad integrare le notizie concernenti le interpretazioni degli oscillogrammi già pubblicate sul nostro numero 8, 1950, pag. 188, seguono ora altre illustrazioni e fotografie di oscillogrammi corredati dalle relative spiegazioni (vedi pagine 65 e 66).

BIBLIOGRAFIA

Gilbert Swift: « Amplifier testing by means of squares waves », Comunications, Vol. 19, N. Febbr. 1939.

A. C. Stocker: « Oscillograph for television development », Proc. of. I.R.E. Vol. 25, N. 8 Agosto 1937, pp. 1017-1035.

A. V. Bedford: « Transient response of multistage video frequency amplifiers ». Proc. of. I.R.E. Vol. 27, N. 4 Aprile 1939, pp. 227.

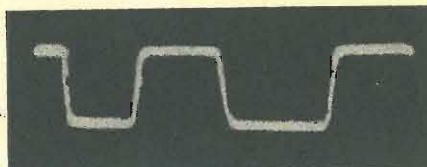
L. B. Arguimbua: « Network testing with square waves ». General Radio Experimenter, Vol. 14, N. 7 Dicembre 1939.

L. B. Arguimbua: «Transient response of a Broadcast System », General Radio Experimenter, Vol. 14, N. 11 Aprile 1940.

RISONANZE SPURIE

Con controreazione e trasformatore di uscita non caricato.

Onda quadra a 5.000 Hz

Con controreazione e trasformatore di uscita con piccolo carico.

AMPLIFICATORI

a onde quadre

senza controreazione (con lieve carico resistivo)

40 Hz

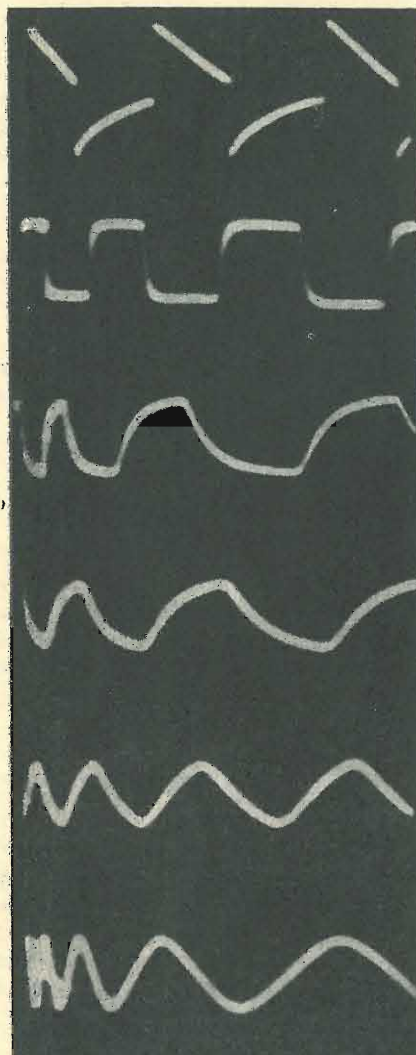
1000 Hz

3000 Hz

5000 Hz

10.000 Hz

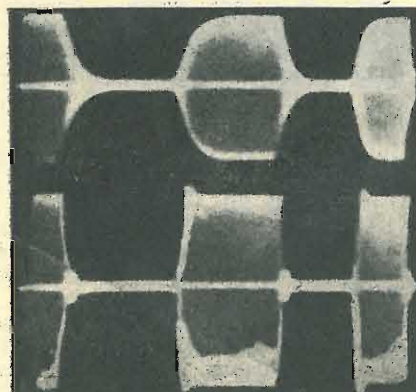
20.000 Hz

con 30 dB di controreazione (con lieve carico resistivo)

CONTROLLO DI VOLUME

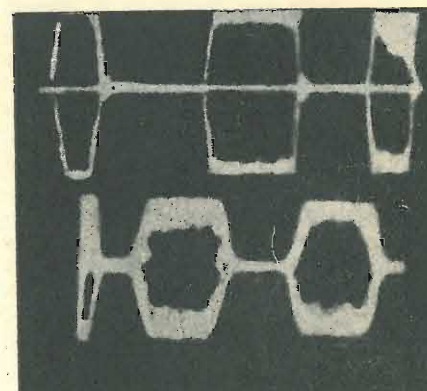
Potenziometro di griglia di 0,5 MΩ predisposto per un mezzo del massimo volume.

Onda quadra a 2000 Hz.

Potenziometro di griglia di 0,5 MΩ predisposto per il massimo volume.

FILTRI PASSABANDA PER FM

Taglio delle frequenze alte.

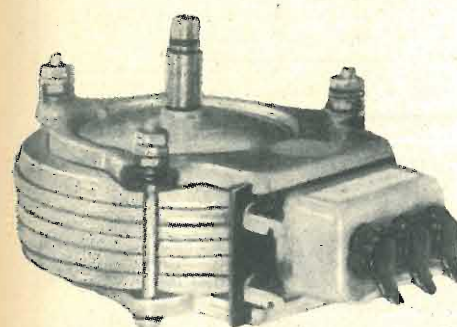
Onda quadra a 10.000 Hz quale modulante di una portante a 1,7 MHz (f. centro banda).

Larghezza di banda ± 200 kHz (— 1 dB).

Effetto prodotto da disaccordo della portante dal centro banda.

Larghezza di banda ± 200 kHz (— 1 dB). Modulazione con onda quadra a 30.000 Hz.

MOTORINO SINCRONO AD AVVIAMENTO AUTOMATICO

di EZIO LARIVEI

Il motore sincrono, per le difficoltà di avviamento, non ha soddisfatto le esigenze nel passato, ora con l'innovazione apportata, specie nel campo delle basse velocità e potenze, si sono risolti problemi che non sarebbero stati possibili con i motori ad inclusione monofasi.

Con questa innovazione l'indotto ruota a velocità sincrona n [giri/min] dipendentemente dal numero dei poli p e dalla frequenza f [Hz]

$$n = \frac{f \times 120}{p}$$

Come viene dimostrato in fig. 1, l'induttore è formato da una serie di poli, ricavati dalla intercalazione alternata di due dentiere, ossia un dente NORD, traferro,

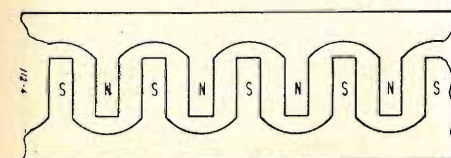



Fig. 1

e un dente SUD, le linee di flusso percorrono il nucleo seguendo la riluttanza consguentemente minore del ferro, assumendo magneticamente la polarità desiderata.

L'indotto, fig. 2, è logicamnte con numero di poli uguale all'induttore; la unica differenza consiste in ciò: che la bobina è rimpiazzata da un magnete permanente, di alnico V.

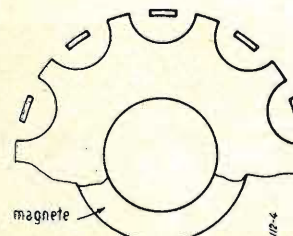



Fig. 2

Sino a questo punto si ha un motore sincrono monofase, bisognoso di avviamento, difatti spinto alla velocità di sincronismo, funziona in entrambe le direzioni sviluppando la medesima potenza.

Accoppiando coassialmente, un altro statore e indotto identici, sfasando li statori, rispetto ai poli omonimi, di 90° elettrici, alimentando con corrente bifase, il motore si avvia automaticamente (purchè la velocità non sia superiore ai 200 giri al primo). Ovviamente lo si può realizzare trifase sfasando gli statori di 120° elettrici, fig. 3.

Con la corrente monofase, la fase ausiliaria la si ottiene inserendo in serie alla bobina di uno statore un opportuno condensatore.

Il rendimento è maggiore dei suoi consimili, stando nel rapporto 4 a 1 a pari volume.

Un normale tipo per giradischi è brevettato in Europa, Nord e Sud America, dalla **Casa VIRASON,** con sede in Buenos Ayres, Pat. 60548.

Il suo consumo è di soli 6 W, dando sull'asse una coppia più che sufficiente per muovere anche un cambiadischi automatico, come in pratica è stato fatto.

Per l'Italia, come pure per altri Paesi, dove la frequenza non è ancora standardizzata, è stato risolto il problema mediante un dispositivo, il quale consente di alimentare non solo con corrente alternata a frequenza diversa, ma anche con corrente continua (batteria) e di far funzionare a piacimento il motore nelle velocità comprese fra 1 e 200 giri al primo, e velocità fisse costanti per i dischi incisi a 78, 45 e 33 e tre quarti di giri al primo.

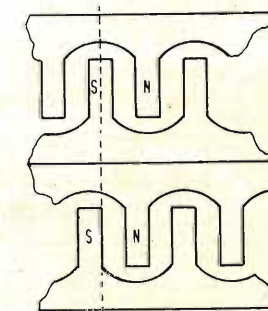



Fig. 3

Tanto il motore come il dispositivo non risentono alcuna variazione di velocità al variare della tensione di linea entro il 50 per cento, perdendo relativamente in potenza.

**

pubblicazioni ricevute

In occasione del ventennale della **Radiomarelli,** questa primaria industria radioelettrica ha recentemente pubblicato una serie di interessanti volumi nei quali è riassunta tutta la sua molteplice produzione dal 1930 al 1950.

La serie consta di quattro volumi. In uno di essi è raccolta in una successione di magnifiche illustrazioni a colori, tutta la produzione dei radioricevitori **Radiomarelli** nei 20 anni di attività della Ditta.

Gli altri tre volumi, in una successione ordinata dal 1° al 3°, contengono un catalogo riccamente documentato delle parti di ricambio dei radioricevitori **Radiomarelli.**

In particolare nel volume 2° e 3° sono contenuti gli schemi elettrici quotati di tutti i radioricevitori **Radiomarelli** in modo da costituire una preziosa fonte di guida e di informazione per radiotecnici, nel loro lavoro di assistenza ai clienti e riparazione degli apparecchi.

Dott. Ing. Andrea Magelli, **PRINCIPI FONDAMENTALI DI TELEVISIONE E MODULAZIONE DI FREQUENZA,** Edizioni Tecniche Elettroniche, Torino. Pagine XII - 392, con oltre 300 figure e 4 tavole fuori testo. Prezzo Lire 2.500.

Suddivisa in venti capitoli l'A. tratta con non comune perizia l'ampia materia della TV e della FM. Perizia che trae origine dalla lunga esperienza acquisita nello svolgimento della propria attività e che si rivela nel modo in cui la materia stessa è svolta, piana e facilmente comprensibile anche a coloro che non sono molto allenati alle trattazioni matematiche. Il volume vuole avere evidentemente un carattere informativo ed è destinato, come sottolinea l'A. nella prefazione, agli allievi delle scuole di specializzazione radiotecnica.

Dopo alcune note relative a considerazioni generali e agli standard televisivi, l'A. passa in rassegna i principali circuiti televisivi, per poi trattare dei generatori di oscillazioni impiegati in TV, degli amplificatori a video frequenza e dei circuiti di deviazione.

Indi, dopo aver trattato dei tubi elettronici in riferimento alla TV, l'A. esamina gli apparati TV trasmittenti e riceventi, i collegamenti a distanza con ponti radio e cavi coassiali, gli apparati FM trasmittenti e riceventi e relativi sistemi irradianti.

Un ultimo capitolo è dedicato alle misure e alle relative apparecchiature.

Dott. Ing. Ettore Gennarelli, **RADIOAIUTI ALLA NAVIGAZIONE,** editrice Radio Industria, Milano. Pagine 112, con 91 figure e 8 tavole fuori testo. Prezzo L. 800.

Come è noto, l'aspirante al conseguimento del certificato R.T. è stato stabilito debba essere sottoposto a una prova di esame intesa a stabilire la conoscenza delle apparecchiature di radio ausilio alla navigazione. Da tale obbligo è nato il volume che l'A. consiglia quale completamento del Manuale del Radiotelegrafista, pure edito da Radio Industria.

Radio goniometri e radiofari, radar, ecometri, sistemi iperbolici di navigazione e radioassistenza agli aeromobili costituiscono i cinque capitoli in cui si suddivide il volume che descrive in modo piano, limitando al massimo il linguaggio matematico, le apparecchiature più recenti e diffuse nel mondo e nella pratica corrente.

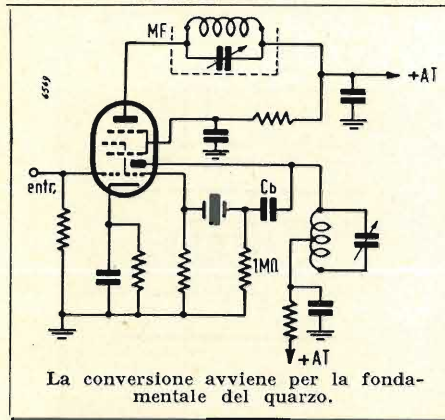
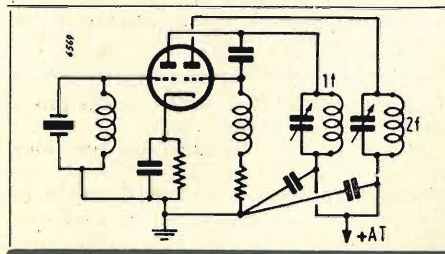
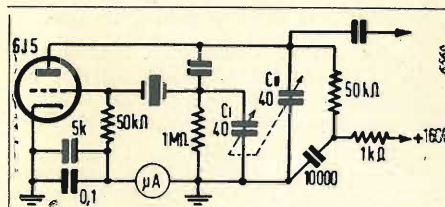
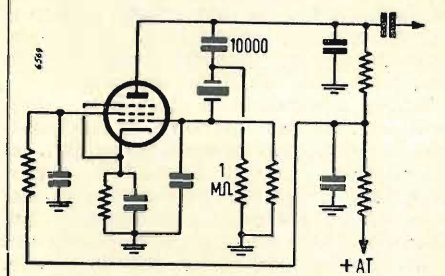
Carlo Tagliabue, **ELETTROACUSTICA,** editrice Radio Industria, Milano. Pagine 606, con numerose figure, grafici e tabelle. Prezzo L. 3.300.

Questo volume costituisce la seconda edizione di «Impianti elettroacustici», Edizione, come avvisa l'Editore nella Prefazione, completamente rifatta e nella quale due interi capitoli sono dedicati alla realizzazione pratica di impianti elettroacustici. «Vuole essere un'opera di consultazione per il professionista ed un libro di testo per chi desidera approfondire le proprie cognizioni in questo interessante ramo della tecnica, che può essere considerato a un tempo un complemento ed una specializzazione della tecnica elettronica». Così scrive l'A. nella Nota esplicativa.

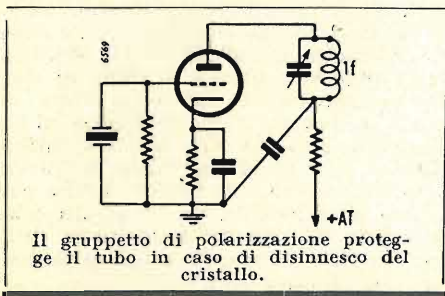
CIRCUITI ELETTRICI PER OSCILLATORI A CRISTALLI DI QUARZO

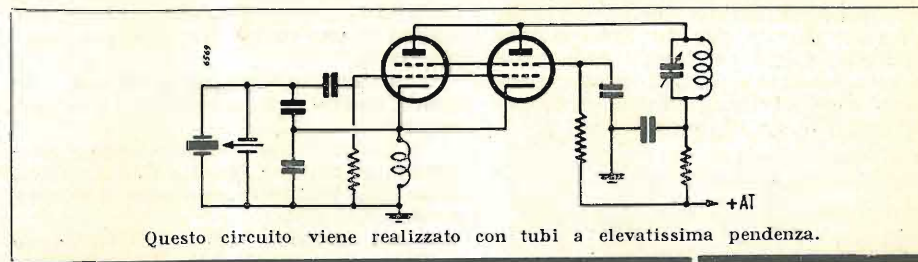
di Raoul Biancheri

9. - MONTAGGIO PER STADI MESCOLATORI

La conversione avviene per la fondamentale del quarzo.

10. - MONTAGGIO PER DUPLICATORI

11. - MONTAGGI S.F.R.

Per frequenze inferiori a 200 kHz, C_I e C_{II} devono essere di 500 pF.

Questi circuiti sono indicati dalla SFR quando si vogliono realizzare circuiti ad alta stabilità con circuiti aperiodici e con minime sollecitazioni al cristallo.

12. - MONTAGGIO TIPICO

Il gruppetto di polarizzazione protegge il tubo in caso di disinnesco del cristallo.

13. - MONTAGGIO PER GENERATORI AD ELEVATISSIMA STABILITA'

Questo circuito viene realizzato con tubi a elevatissima pendenza.

NUOVO PROCEDIMENTO DI FACSIMILE ULTRARAPIDO

E' stato recentemente presentato a New York dalla Western Union Telegraph Company un nuovo Fac-simile ultra rapido il quale segna un notevolissimo miglioramento nella trasmissione dei manoscritti, stampe o illustrazioni.

La dimostrazione è stata fatta dal vice presidente della Compagnia, che ha effettuato la trasmissione e la riproduzione di un testo alla cadenza di 3000 caratteri al minuto, cioè 180.000 caratteri all'ora.

Egli ha dichiarato che nessuna manipolazione preparatoria dei documenti è stata necessaria, il « Fax ultra-rapido » ha sorpassato, in celerità, tutti i metodi anteriormente conosciuti e destinati ad assicurare la trasmissione e la riproduzione in forma definitiva.

La dimostrazione è stata effettuata su un circuito di 15 chilometri da New York a Newark, nel New-Jersey, il signor M. Corwith ha dichiarato che è facilissima la trasmissione dei documenti fino a Washington oppure a San Francisco, all'altro capo degli U.S.A.

Questo « Fax ultra-rapido » è destinato a giocare un ruolo di primo piano nel prossimo futuro delle comunicazioni, perchè permetterà la ritrasmissione fedele ed istantanea, in quantità rilevante di documenti stampati ed illustrati.

L'efficacia del nuovo sistema è così rimarchevole che è possibile la trasmissione in un punto qualsiasi, pur lontano esso sia, di un giornale di 90 pagine in meno di un'ora. Per dimostrare la straordinaria semplicità di manovra del « Fax ultra-rapido », il signor M. Corwith ha preso da varie riviste dei saggi e li ha trasmessi nel tempo di qualche minuto. Nessuna operazione fotografica, chimica, ecc. è stata richiesta sia alla partenza che all'arrivo.

Il « Fax ultra-rapido » fu concepito e messo a punto dalla Western Union, una ditta che deve considerarsi una pioniera nel campo.

Dopo qualche mese il procedimento entrò in via di perfezionamento e partecipò ad un servizio sperimentale tra New York e Washington, delle pagine intiere di un testo vennero trasmesse, ad onde corte, ad una cadenza più rapida che quella della parola umana.

I documenti da trasmettere per « Facsimile » vengono introdotti in un cilindro orizzontale trasparente e l'apparecchio fornisce una riproduzione esatta della matrice originale in una forma che ne permette la immediata utilizzazione. Alla fine del messaggio, quale ne sia la lunghezza, un segnale automatico emesso dalla stazione trasmittente agisce su un dispositivo particolare che seziona la carta a fac-simile, la distacca dal rullo e la espelle dall'apparecchio. La registrazione può essere regolata in ragione che il sezionamento avvenga in metodo uniforme.

Questo procedimento è particolarmente indicato per l'invio e la ricezione della corrispondenza commerciale, delle carte geografiche, dei grafici e delle illustrazioni.

***

Fig. 1. - All'arrivo l'apparecchio fornisce una riproduzione definitiva del messaggio originale che è automaticamente distaccato dal rullo di carta alla fine della trasmissione.

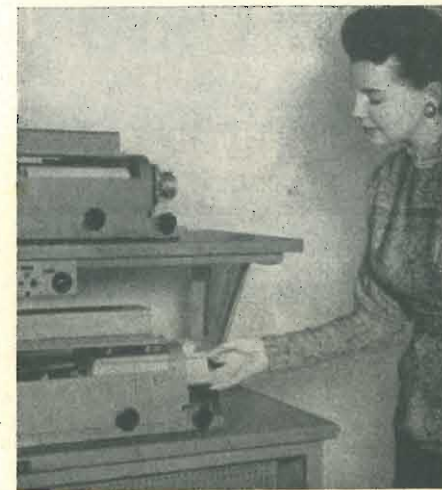



Fig. 2. - Al punto di partenza l'operatore dell'apparecchio piazza il messaggio in un cilindro trasparente orizzontale e lo introduce per la trasmissione.

AMPLIFICATORE DI ALTA QUALITÀ

PER FONO E RADIO, SPECIALMENTE A MODULAZIONE DI FREQUENZA

di Gaetano Dalpane

L'amplificatore schematizzato in fig. 1 è stato tratto da una rivista americana. Caratteristiche essenziali sono: semplicità e nel contempo bassa distorsione e bassa resistenza interna. La potenza d'uscita si aggira sui 3 W coll'1 % di distorsione armonica globale, il campo di frequenza da 20 Hz e 30 kHz e la resistenza interna, secondo i dati dell'autore, 1/10 della resistenza di carico.

Fig. 1

Il primo triodo è polarizzato con una forte resistenza di griglia (nel catodo vi è la sola resistenza che fa parte del circuito di contro-reazione).

La forte resistenza anodica nella prima sezione del triodo permette l'accoppiamento diretto col secondo triodo invertitore di fase, avendo quest'ultimo una forte resistenza catodica. La resistenza da 2,2 MΩ sulla griglia del secondo stadio è necessaria solo quando viene usata una raddrizzatrice a riscaldamento diretto.

Le due 6V6 in contro-fase sono collegate a triodo e la corrente totale assorbita risulta di soli 50 mA con 300 V anodici.

La valvola 12AX7 non è facilmente reperibile, ma è simile alla 6SL7 e può con questa essere sostituita con qualche leggero svantaggio.

Quest'amplificatore è stato sperimentato, ed ha dato buoni risultati.

Il trasformatore di uscita, che fa parte della catena di contro-reazione deve essere di buona qualità e dovrà essere progettato per introdurre il minimo sfasamento della tensione di uscita.

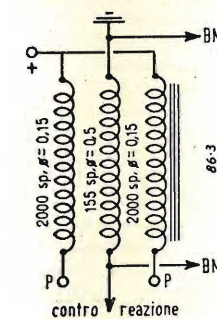
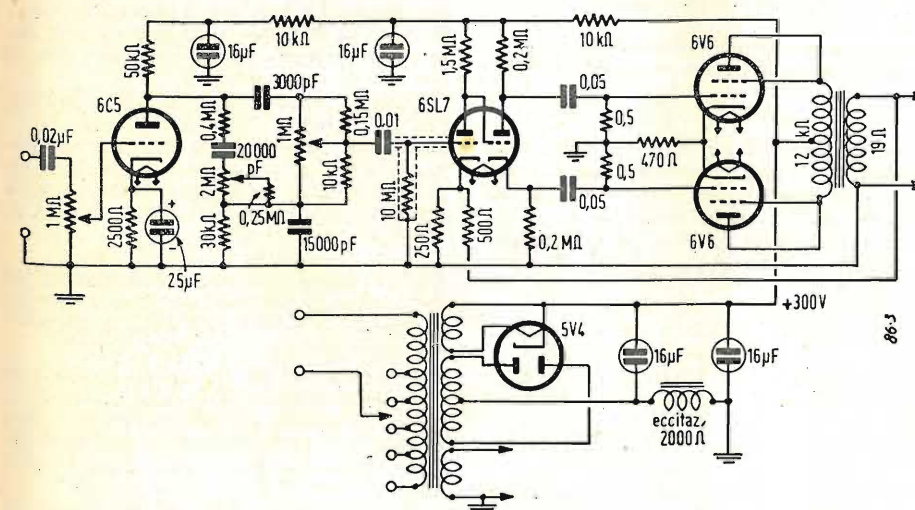



Fig. 2

Non si è voluto complicare ecessivamente la costruzione del trasformatore usando sezioni suddivise e multiple.

Un materiale ad alta permeabilità sarebbe stato preferibile per ottenere un trasformatore con migliori caratteristiche. Comunque il trasformatore di uscita costruito come segue ha dato ottimi risultati.

Nucleo ferro-silicio, colonna centrale sezione lorda di 6,5 cm².

Avvolgimenti: fra prima placca e $+AT$ (1ª sezione primario) - 2000 spire ∅ 0,15. 0,15.

Secondario bobina mobile 19 Ω e contro-reazione - 155 spire ∅ 0,5.

2ª sezione primario (fra 2ª placca e +AT) [illegible] 0.15, ma avvolte in senso contrario alle precedenti 2000 spire.

Per altoparlanti di impedenza diversa, il secondario sarà munito di presa adatta.

Il secondario, come rappresentato in figura 2 è interposto fra la 1ª e 2ª sezione del primario; queste ultime sono avvolte una in senso contrario all'altra.

Nonostante la semplicità del trasformatore i risultati sono buoni, prova ne sia che il grado di contro-reazione è stato triplicato senza avere con ciò instabilità.

Nell'amplificatore originale di fig. 1 era richiesta una tensione di entrata maggiore di 1 V per avere la massima potenza di uscita.

Questa sensibilità può essere insufficiente specie per l'uso quale amplificatore fonografico e sarebbe stato necessario ridurre la contro-reazione, peggiorando la qualità dell'amplificatore.

Si è preferito invece aumentare di molto il grado di contro-reazione facendo precedere l'amplificatore da uno stadio munito di regolatori di fedeltà delle frequenze basse e delle frequenze alte indipendentemente, giacchè l'amplificatore ne era sprovvisto. I vantaggi sono evidenti: oltre alla possibilità della regolazione di tono si ottiene anche una minore resistenza interna dello stadio di uscita.

Lo schema completo è rappresentato in fig. 3.

La tensione di uscita misurata senza carico (bobina mobile) e a carico, in origine diminuiva di 1/10, mentre nell'amplificatore di fig. 3 si ha una diminuzione di 1/15 solamente. Ciò significa che la resistenza interna di uscita si aggira sulla 15ª parte della resistenza di carico, che è stata tenuta fra placca e placca di 12.000 Ω.

La valvola preamplificatrice usata è una 6C5. Coi valori usati nello schema, mettendo a circa metà corsa i due regolatori di tonalità, la caratteristica della tensione di uscita è perfettamente lineare da 20 Hz a 25.000 Hz.

La valvola preamplificatrice dovendo amplificare segnali deboli (tensione sulla griglia minore di 0,7 V efficaci) non introduce distorsione.

Il regolatore delle note basse ha effetto sotto i 400 Hz, mentre quello dlele note alte agisce sopra i 700 Hz e sono indipendenti nel loro funzionamento. Ciò consente di adattare l'amplificatore ai vari tipi di altoparlanti con caratteristiche diverse, e alle varie ricezioni comprese quella a modulazione di frequenza.

Fig. 3. - Schema definitivo dell'amplificatore a larga banda completo di regolatore note basse e regolatore note alte.

BIBLIOGRAFIA

« *Radio & Television News* » - maggio 1951.
« *Bollettino Tecnico Geloso* » N. 41 - La super G901.

a colloquio coi lettori

D *Come è possibile trasformare il mio ricevitore Emerson a pile per potere alimentare i filamenti con batterie di 6 o 4,5 o 1,5 V?*

R Gli apparecchi riceventi muniti di valvole ad accensione diretta ed alimentati facoltativamente con pile o con corrente alternata generalmente hanno i filamenti delle valvole collegati in serie, mentre quelli alimentati con sole batterie di pile sono in parallelo.

I tipi più comuni di ricevitori sono costituiti di 4 valvole delle quali tre con filamento a 1,4 volt ed una a 2,8 volt (mA 50) che, disposti in serie, assommano a 7 volt. In questo caso occorre utilizzare una pila di 7,5 volt e di tale tensione quelle reperibili sono assai ingombranti.

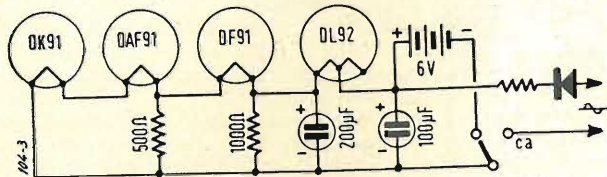



Fig. 1. - Disposizione che consente di usare pile di 6 V

Sono invece in commercio piccole pile di diversa capacità d'uso comune di 6; 4,5 ed 1,5 volt.

Per poter utilizzare pile di 6 volt alcune case hanno escogitato il ripiego di accendere la valvola finale con solo metà filamento (ved. fig. 1).

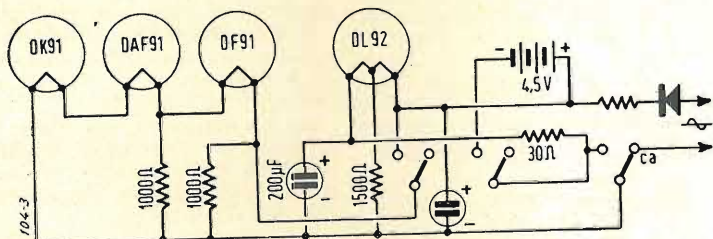



Fig. 2. - Circuito di accensione con pile di 4,5 V

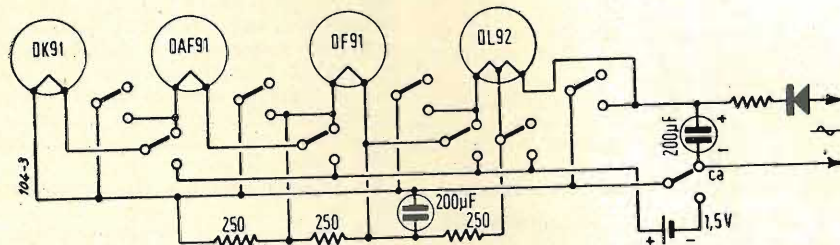



Fig. 3. - Circuito di accensione con pile di 1,5 V

L'alimentazione dei filamenti con pile correntemente usate di 4,5 e 1,5 volt è possibile disponendo i filamenti stessi in parte, o totalmente, in parallelo mediante un commutatore che li possa rimettere in serie allorchè l'apparecchio venga collegato alla rete in c.a. come indicato nelle fig. 2 e 3.

In ogni caso quando l'alimentazione viene effettuata con corrente alternata, si rendono necessarie le previste resistenze in serie ed in parallelo ai filamenti onde ottenere una regolare distribuzione delle tensioni di accensione.

E.M.

D *Come può essere **spiegata** la differente **impedenza tra un dipolo** semplice e un dipolo **ripiegato** (folded dipole)?*

R Nelle trasmissioni per onde corte nelle antenne riceventi per FM o per TV viene sovente impiegato al posto di un dipolo semplice un dipolo ripiegato (folded dipole) per il fatto che l'impedenza caratteristica di quest'ultimo è di circa 300 ohm. Ne risulta che il sistema di alimentazione diviene più facile da realizzarsi ed il trasferimento di energia meno difficoltoso.

Il folded dipole (vedi fig. 1a) è costituito da un dipolo normale oscillante a mezza lunghezza d'onda al quale viene aggiunto un braccio *EF* della stessa lunghezza del dipolo semplice.

Se i bracci *AB* ed *EF* sono dello stesso diametro, si può dimostrare che la resistenza di irradiazione del dipolo ripiegato è quadrupla di quello semplice.

Si può spiegare ciò con un ragionamento elementare. Si supponga prima di avere

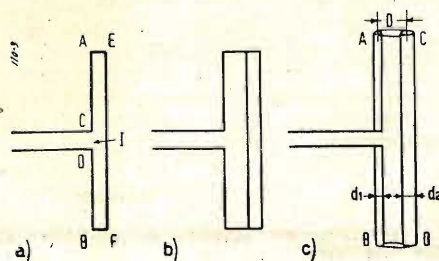



Fig. 1

il solo dipolo semplice *AB*; la potenza nell'antenna sarà:

$$P = R_d\, I^2$$

dove I è l'intensità efficace della corrente in *CD* ed R_d la resistenza di irradiazione del dipolo semplice.

Si aggiunga ora il braccio *EF* conservando la stessa potenza, l'intensità si dividerà ugualmente tra i bracci *AB* ed *EF* e la potenza sarà:

$$P = R_f \left(\frac{1}{2}\right)^2$$

Lasciando invariato il termine P, si avrà:

$$R_f = 4\, R_d$$

Poichè $R_d = 73$ ohm circa, la resistenza di irradiazione R_f del dipolo ripiegato, formato da due bracci di uguale diametro, è uguale a 73 × 4 = 292 ohm.

Si ammette praticamente il valore di 300 ohm.

Aggiungendo un terzo braccio (fig. 1b) lo stesso ragionamento mostrerà che l'impedenza di entrata diverrà 9 volte quella del dipolo semplice: 650 ohm circa.

Se, in un dipolo ripiegato a due bracci si danno a questi bracci due diametri differenti d_1 e d_2, è chiaro che le correnti si divideranno in maniera non uniforme; e la resistenza di irradiazione sarà:

$$P = R_f\ (1/2)^2$$

In questa formula Z_1 è l'impedenza che avrebbe una linea bipolare dove i due fili avessero lo stesso diametro d_1 del primo braccio e fossero distanziati di D fra gli assi dei due bracci (vedi fig. 1c). Quindi:

$$Z_1 = 276\ log_{10} \frac{2D}{d_1}$$

e:

$$Z_1 = 276\ log_{10} \frac{2D}{d_2}$$

Si può scrivere anche:

$$R_f = 73 \left(1 + \frac{log_{10}\ 2D/d_2}{log_{10}\ 2D/d_1}\right)^2$$

Per esempio se:

$$D = 30 \text{ mm}$$
$$d_1 = 3 \text{ mm}$$
$$d_2 = 6 \text{ mm}$$

si trova che:

$$R_f = 73 \times 5{,}3 = 385 \text{ ohm}$$

Con il dipolo ripiegato quindi si ha il vantaggio della possibilità di adattamento alla linea di alimentazione (feeder) senza alcun organo supplementare.

In particolare, il dipolo ripiegato a due bracci uguali è frequentemente alimentato con un feeder bipolare d'impedenza caratteristica di 300 ohm costituito da una fettuccia di politene ai cui lati sono affogati due fili di rame paralleli.

Qualora volesse una maggiore e più approfondita analisi di quanto sopra, la rimandiamo all'articolo di W. Van B. Roberts: « Imput impedence of a folded dipole », apparso nel giugno 1947 su: *RCA Review.*

G.C.

* * *

D *Volendo costruire un oscillatore ad elevata stabilità per una copertura di gamma da 1750 a 1900 kHz, quale schema consigliate?*

R Oscillatori ad alta stabilità sono stati descritti più volte sulla nostra Rivista e dovremmo quindi rimandarla a quei numeri ove tali oscillatori sono stati descritti con abbondanti particolari costruttivi.

Le sottoponiamo tuttavia lo schema di fig. 2 che consigliamo per la sua semplicità di esecuzione e per gli ottimi risultati da esso ottenuti. Si tratta in effetti di un oscillatore del tipo Colpitt. I valori dei componenti sono in calce dello schema e, non avendo indicato il tipo di valvola che desidera impiegare troverà i dati suddivisi per due comuni tipi di valvola: la EL41 oppure la 6AU6.

Non tralasceremo mai di dire che i ri-

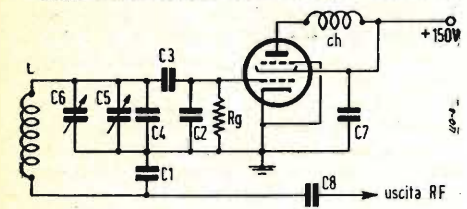



Fig. 2

Distinta degli elementi elettrici.

	per EL41	per 6AU6	
C1 =	6500 pF	4000 pF	carta, antiindut., 1000 Vp;
C2 =	2000 pF	1000 pF	mica, 1500 Vp;
C3 =	150 pF	150 pF	ceram., 1500 Vp;
C4 =	300 pF	350 pF	ceram., 1500 Vp;
C5 =	50 pF	50 pF	var. aria;
C6 =	20/100 pF	20/100 pF	var. aria;
C7 =	4000 pF	4000 pF	carta, antiindut.,
C8 =	100 pF	100 pF	ceram.;

Ch = Chock 2,5 mH, 50 mA;
Rg = 0,1 Mohm, ½ W;
L = 14 microH, 34 sp. filo rame smalt. 1,5 mm avvolte su corpo calite di 30 mm, lungh. avvolgimento 60 mm.

Questi ultimi tre elementi sono comuni alle due valvole.

sultati più o meno brillanti dipendono, oltrechè dal tipo di oscillatore, dalla realizzazione meccanica e dalla qualità dei componenti. In quanto alla prima le raccomandiamo di usare uno chassi di robusta lamiera e per quanto riguarda i due condensatori variabili è bene far cadere la scelta su trimmer ad aria supportati in ceramica pescandoli dai residuati surplus ancora reperibili. Ci faccia sapere, a costruzione ultimata, della sua soddisfazione o meno.

G.C.

* * *

D *Come funziona una coppia termoelettrica?*

R nesso per mezzo di una saldatura Un filo di ferro, per esempio, è congiunto con qualsiasi da ambo le parti a due conduttori di rame che fanno capo ad un voltmetro.

Si osserva che mantenendo le due saldature alla stessa temperatura, nessuna tensione è accusata dal millivoltmetro. Se una saldatura viene riscaldata, il millivoltmetro segna una tensione che è proporzionale alla differenza delle due temperature mentre la grandezza della tensione dipende dalla natura dei metalli.

Nella seguente tabella sono riportate le f.e.m. (in mV) in funzione della temperatura per alcuni tipi di coppie termoelettriche con giunto freddo a 20° C.

G.C.

Temperatura in gradi C	Platino Platino - Rodio	Ferro Costantana	Cromonikel Costantana	Rame Costantana
20	0,00	0,00	0,00	0,00
100	0,54	4,4	5,4	3,7
200	1,33	10,2	12,20	8,6
300	2,22	15,8	20,00	14,2
400	3,15	21,4	27,75	20,3
500	4,12	27	35,80	26,7
600	5,13	32,8	44,05	33,6
700	6,16	38,9	52,15	—
800	7,24	45,2	60,05	—
900	8,36	51,9	67,90	—

* * *

D *Su quale principio e a quali usi sono destinati i generatori a rilassamento?*

R Si possono generare delle oscillazioni avvalendosi di un circuito costituito da un condensatore, da una resistenza e da un apposito dispositivo che permetta la ra-

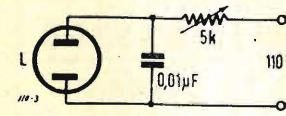



Fig. 3. - Schema di principio di oscillatore a rilassamento.

pida scarica del condensatore. Le oscillazioni avvengono perchè vi è un brusco cambiamento nelle condizioni di carica del condensatore. Poichè non vi è una induttanza nel circuito la forma dell'onda prodotta non è normalmente sinusoidale, anzi è ricchissima di armoniche che fanno prescegliere tali oscillatori in alcune applicazioni. In essi la variazione della frequenza avviene in diminuzione con l'aumentare della resistenza o della capacità.

Gli oscillatori a rilassamento fanno uso, solitamente, come organo scaricatore del condensatore di lampade a gas o di valvole raddrizzatrici a gas con griglia di controllo.

Un tipo di oscillatore a rilassamento molto pratico che permette la produzione di frequenze variabili entro una vasta gamma, da 50 a 10.000 Hz è quello con lampada al neon (fig. 3).

Tale strumento realizzato con pezzi di facile reperimento, può essere usato quale modulatore di oscillatore alta frequenza o come sorgente di frequenze acustiche per la prova di amplificatori.

La particolare forma delle oscillazioni prodotte dalla lampada al neon è detta a « denti di sega » e si presta anche per alcune particolari applicazioni negli oscillografi a raggi catodici o determinazione della distorsione negli amplificatori a bassa tensione.

Le lampade al neon comunemente adoperate per illuminazione od i tipi piccoli per segnalazione si prestano ugualmente bene come oscillatori; nei tipi per tensioni superiori a 110 V vi è una resistenza racchiusa nello zoccolo, resistenza che è esclusa nello impiegando la neon in questi particolari usi.

G.C.

SEMPLICE ATTENUATORE PER AUDIOFREQUENZE

di Franco Simonini

Un attenuatore di questo tipo può ovviare al fatto che i generatori di bassa frequenza generalmente non consentono di ottenere con facilità il livello desiderato per il controllo della sensibilità degli amplificatori. Al massimo infatti sono provvisti di un potenziometro che permette la regolazione della tensione di uscita tra 0 e 10 V. Un millivoltmetro di controllo è costoso. Molto più conveniente è misurare con un normale tester 20 V ai capi di una resistenza di 500 Ω e con un attenuatore come quello qui descritto scendere al livello desiderato con continuità.

La fig. 1 dà lo schema base dell'attenuatore.

Dato il rapporto V_1/V_2 tra tensione di entrata e quella di uscita e se con Z si indica il valore prefissato della impedenza di lavoro dell'attenuatore i due valori R_1 e R_2 sono dati dalle seguenti formule:

$$R_1 = 2\ \frac{(V_1/V_2)-1}{(V_1/V_2)+1}\ \text{ohm}$$

$$R_2 = 2\ \frac{V_1/V_2}{(V_1/V_2)^2-1}\ \text{ohm}$$

La seguente tabella fornisce i dati calcolati per un attenuatore che permetta di scendere in 4 scatti da 10 V a 10 mV.

La fig. 2 fornisce lo schema elettrico completo dell'attenuatore.

I due potenziometri coassiali da 500 Ω a filo permettono di mantenere costante la impedenza di uscita.

Con il comando potenziometrico si può ottenere con facilità 1 mV.

L'attenuatore è stato montato in una piccola cassetta di alluminio di 20×10×10 cm. Questa costruzione ha consentito il necessario schermaggio.

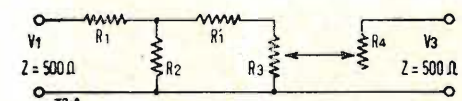



Fig. 1

Questo attenuatore può venire inserito tra un generatore ed il circuito di entrata dell'amplificatore in esame. L'impedenza di entrata dell'amplificatore deve essere

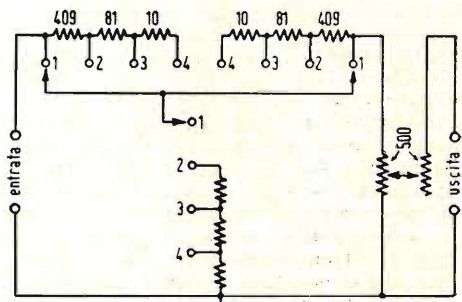



Fig. 2

però almeno di 25 kΩ per non dare luogo ad errore.

Volendo può venire effettuata una taratura in dB.

**

Uscita V_2	$\frac{V_1}{V_2}$	R_1	R_2	Posizione del commutatore
10	1	0	00	1
1	10	409	101	2
0.1	100	490	10	3
0.01	1000	500	1	4

UN DOPPIO CANALE B.F. A MISCELAZIONE PER RIPRODUZIONI DI ALTA QUALITÀ

di Carlo Favilla

Il doppio canale è un artificio creato allo scopo di consentire riproduzioni di alta qualità fonica con dispositivi di presa, di amplificazione e di trasduzione non lineari. Il sistema del doppio canale ebbe il suo periodo di massimo successo parecchi anni fa, quando la tecnica non era ancora riuscita a realizzare microfoni e altoparlanti con resa lineare da 50 a 12.000 e più Hz. In quelle condizioni col doppio canale era possibile compensare tutte le manchevolezze dovute alla « distorsione di frequenza » (la resa non uniforme a tutte le frequenze acustiche si chiama anche così). Col progresso della tecnica della B.F., e in modo speciale con l'avvento dei microfoni moderni e degli altoparlanti a resa molto uniforme per tutta la gamma che interessa l'acustica musicale, il sistema del doppio canale è andato in disuso, anche per il suo costo assai elevato. Infatti nella sua forma originale esso prevede l'uso di due canali separati di amplificazione, uno per le frequenze basse, l'altro per quelle più alte, e di due altoparlanti separati di differenti caratteristiche.

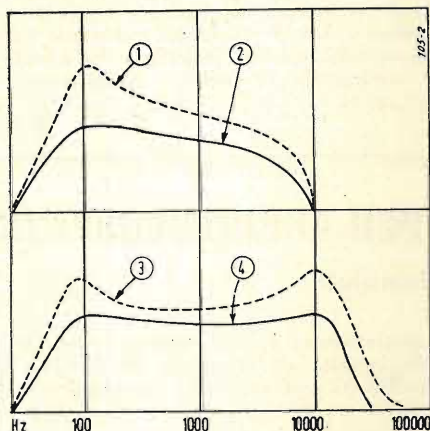



Fig. 1. - 1) Curva di un sistema trasduttore elettromeccanico a risonanza unica senza smorzamento; 2) Curva dello stesso sistema convenientemente smorzato; 3) Curva di un sistema a due risonanze senza smorzamento; 4) Curva dello stesso sistema convenientemente smorzato.

Già molti anni fa (1935?) ebbi modo di descrivere in un articolo pubblicato su « *l'antenna* » un semplice amplificatore a doppio canale classico, articolo recensito anche dalla stampa estera poichè conteneva notazioni tecniche originali. Oggi, però, un tale sistema di amplificazione lo ritengo assolutamente sorpassato, poichè con l'uso di sistemi trasduttori a due punti di risonanza è possibile ottenere ugualmente ottimi risultati pur con una semplicità molto maggiore e quindi un costo minore.

La trasduzione (neologismo tecnico che significa trasformazione o anche trasporto da un mezzo ad un altro) con due punti di risonanza è un artificio tecnico di ormai vecchia concezione americana (qualche seria realizzazione fecero anche i laboratori tedeschi, in verità) consistente nel realizzare due risonanze preferibilmente ai margini di gamma, una sotto i 100 Hz, l'altra sopra i 5000÷10.000 Hz in molti casi convenientemente smorzate (fig. 1).

Questo sistema è oggi universalmente usato in tutti i trasduttori di classe, dal registratore fonografico al microfono e all'altoparlante, sia pure con artifici molto differenti, talvolta semplicissimi e veramente geniali: anche in ciò basta aver compreso il principio, che è di una evidenza lapalissiana, e tener conto dei fattori concomitanti, come lo smorzamento e il carico.

Considerato il progresso dei trasduttori elettromeccanici e delle registrazioni è quindi evidente come si possa ritenere inutile il doppio canale, eccetto che per particolari usi tecnici. Ma anche per esso sono stati fatti dei progressi. L'ultimo grido, come si dice, su tale argomento credo che sia rappresentato da un dispositivo da me lungamente esperimentato con ottimi risultati. Questo dispositivo consiste in un solo stadio a doppio canale incorporato in un normale amplificatore a resa quasi lineare tra 50 e 10.000 Hz. Il dispositivo doppio canale serve unicamente a esaltare a seconda dei casi le basse o le alte frequenze, secondo il criterio dell'operatore. Esso consta di una valvola doppia (ad esempio una 6SN7 o simile) ad una griglia della quale sono applicate le basse frequenze, mentre all'altra sono inviate le alte; nel circuito di placca, comune per le due sezioni, avviene la miscelazione in un segnale unico che viene applicato alla valvola successiva. Lo schema del dispositivo è indicato nella fig. 2. Esso può essere realizzato con un costo molto modesto e può essere incorporato in qualsiasi amplificatore o radioricevitore. I suoi risultati sono particolarmente ottimi nella riproduzione di dischi fonografici e di registrazioni o trasmissioni aventi forti distorsioni di frequenza (carenza di bassi o di alti).

Il condensatore C_1 dello schema è di circa 5000 pF. Il C_2, avente la funzione di assorbitore delle frequenze più alte, può avere valori che vanno da 100 a 1000 pF. Il C_3, avente lo scopo di lasciare passare le frequenze più elevate, può avere un valore di 50÷500 pF. Ciò a seconda delle caratteristiche degli altri componenti. I dati indicati sullo schema sono quelli da me usati nella generalità dei montaggi.

Nella realizzazione di complessi amplificatori i potenziometri P_1 e P_2 (che regolano i volumi rispettivamente dei bassi e degli alti) devono trovar posto sul pannello di manovra, a meno che non si adotti il criterio di una regolazione standard una volta tanto e si affidi la regolazione manuale del volume ad un solo potenziometro inserito su uno stadio precedente o seguente. In genere ho adottato l'uso dei tre potenziometri sul pannello di manovra con piena soddisfazione pratica, senza contare che in certi casi di complessi professionali ciò può essere d'obbligo.

Semplificando le idee, questo dispositivo può essere semplicemente definito un « regolatore di tono a miscelazione », e come tale è veramente razionale e dà risultati ottimi, per quanto richieda il concorso di trasduttori sufficientemente lineari, o perlomeno atti a dare una risposta su una gamma molto estesa pure richiedendo notevoli differenze di livello nella potenza applicata.

E' da notare però che in certi amplificatori, e in particolare in quelli destinati alla registrazione, è necessario usare anche dispositivi limitatori di banda, atti ad effettuare un taglio ripido ai limiti di banda allo scopo di evitare inutili sovraccarichi e un netto riporto a zero.

E' infine da tener presente che i risultati finali in riproduzione saranno sempre dipendenti, oltre a tutto, dal tipo di altoparlante usato e dal modo in cui viene sfruttato. L'uso di un adatto mobile baffle-board, preferibilmente a labirinto, è quindi indispensabile, ed è anzi da tener ben presente che la mancanza di un adeguato carico d'aria alle frequenze più basse può produrre distorsioni dovute a sovralimentazione.

Il fatto che questo dispositivo può essere definito come un regolatore di tono a miscelazione, può indurre taluno a chiedersi se non sia preferibile, almeno per ragioni di economia, l'uso di uno dei soliti sistemi regolatori del tono. I risultati che si ottengono con questo stadio miscelatore a doppio canale sono però talmente singolari da porlo al di sopra di qualsiasi altro tipo di regolatore. In realtà per ottenere le variazioni di risposta come questo dispositivo consente sarebbe necessario applicare la regolazione di tono a due stadi diversi dello stesso amplificatore e sempre con un risultato finale assai inferiore.

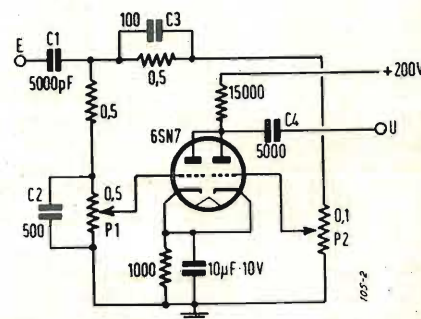



Fig. 2. - Dispositivo doppio canale.

Per quanto riguarda l'amplificazione, il dispositivo posto in certe condizioni di regolazione può avere un guadagno di 1÷3 tra i punti *E* e *U* dello schema, ed è di tale cifra che occorre tener conto nel calcolo dell'amplificazione totale dell'amplificatore B.F.

**

Nuova culla

Il giorno 4 marzo 1952 la casa dell'amico Fanelli è stata allietata dalla nascita del piccolo Enrico Claudio. Le migliori felicitazioni di tutta la famiglia de « l'antenna ».

SUPPLEMENTO MENSILE DE L'ANTENNA

a cura dell'ing. Alessandro Banfi

1952 ANNO DELLA TELEVISIONE

Si dà ormai per certo che l'apertura della XXX *Fiera di Milano, il 12 Aprile prossimo, coinciderà con l'inaugurazione del trasmettitore televisivo milanese della R.A.I.*

Con l'entrata in servizio del trasmettitore di Milano e con l'attuazione di un programma semi-regolare o sperimentale, che dir si voglia, irradiato dal binomio R.A.I. Torino-Milano una vasta area, ricca e popolosa, dell'Italia settentrionale, potrà fruire di quella televisione dalla quale già da parecchi anni ci giungono gli echi della fortunata e travolgente affermazione in parecchie nazioni estere.

Come già avevamo posto in rilievo nel nostro consueto commento editoriale del numero precedente, negli ultimi mesi dello scorso anno gli eventi sono precipitati facendo guadagnare alla TV italiana almeno un anno, *sulla tabella di marcia precedente.*

Chi scrive queste note, e con lui tutti i cultori della TV in Italia, può ora sinceramente ed onestamente manifestare il suo compiacimento sul risultato raggiunto dopo vari anni di battaglia e coraggiose polemiche intese unicamente a sopprimere tutti quei continui indugi che si frapponevano ad un sollecito inizio delle trasmissioni TV nell'Italia settentrionale.

Ora tocca all'industria radioelettrica italiana a farsi onore nella produzione dei ricevitori televisivi e la felicissima concidenza dell'inizio delle trasmissioni TV milanesi con la XXX *edizione della Fiera di Milano darà modo di presentare degnamente ai milioni di visitatori italiani e stranieri della Fiera, un primo incoraggiante saggio di tale produzione.*

Il Salone della Televisione alla prossima Fiera di Milano può già sin d'ora considerarsi la «beneficiata» di questa prima fase della TV italiana e la conferma ufficiale che l'anno 1952 *può considerarsi finalmente l'anno cruciale della TV commerciale in Italia.*

Con l'inizio dell'attività industriale - commerciale nel settore televisivo italiano, molti sono gli interrogativi che vanno sorgendo presso gli industriali, i grossisti, i rivenditori di televisori.

Sarà nostro preciso compito nel prossimo futuro prospettare e portare a conoscenza dei nostri lettori tutte quelle questioni tecnico - commerciali che si inseriranno negli sviluppi della televisione in Italia.

Dal canto suo la R.A.I. sta alacremente lavorando per portare a termine nel breve tempo previsto l'impianto trasmittente TV di Milano.

Il radiotrasmettitore da 3 *kW, fornito dalla General Electric verrà installato in un piccolo padiglione costruito espressamente ai piedi della Torre Panoramica al Parco Nord. In sommità della torre (alta* 105 *metri) verrà montata l'antenna del tipo ormai classico «superturnstile» a* 5 *elementi.*

Gli «studi» per le riprese interne sono sistemati nel palazzo R.A.I. in Corso Sempione ed in una «dependance» attigua. Il collegamento fra «studi» e trasmettitore è realizzato pel tramite di un cavo coassiale espressamente posato.

Tutto questo deve essere pronto per il 12 *aprile prossimo: l'impresa non è lieve e formuliamo il nostro sincero augurio che tutto vada per il meglio per la realizzazione di un impianto perfetto.*

Ciò però non basta: rimane sempre l'incognita dei programmi e come abbiamo espresso sopra l'augurio che l'industria italiana possa farsi onore nella produzione dei televisori, così ci auguriamo fervidamente che anche la R.A.I. si possa far onore coi programmi televisivi. Una televisione con programmi scadenti sarebbe un aborto ed una delusione, difficilmente rimontabili nella prima reazione del pubblico.

I programmi devono essere buoni ed attraenti non solamente nel primo periodo della Fiera. Magari ridotti e di breve durata ma buoni, brillanti, interessanti, attraenti. Qualità e gusto innanzi tutto.

L'avvenire e la fortuna della TV in Italia sono legati inscindibilmente all'interesse dei programmi.

La R.A.I. ha conquistato il monopolio, ora lo dovrà sostenere.

I telespettatori italiani sono pronti ad applaudire se saranno soddisfatti, ma sono anche pronti ad insorgere e ribellarsi se rimarranno delusi.

* *

GENERATORI DI OSCILLAZIONI RILASSATE

IL MULTIVIBRATORE - PARTE PRIMA - di ANTONIO NICOLICH

GENERALITA'

I generatori di oscillazioni rilassate, o oscillatori di rilassamento, nelle forme di multivibratori o di oscillatori bloccati, svolgono un ruolo di primo piano nella tecnica televisiva. Infatti essi costituiscono l'elemento base per la sincronizzazione dell'immagine; basti pensare che in trasmissione la formazione del segnale standard è ottenuta appunto per mezzo di onde rettangoli a frequenza di linea, a frequenza doppia di quella di linea e a frequenza di quadro, nella duplice serie di impulsi sincronizzanti e di spegnimento, ottenibili solo con oscillatori la frequenza dei quali è governata dalla costante di tempo presentata da un gruppo a resistenza e capacità, cioè da oscillatori di rilassamento. Analogamente il complesso di sintesi di un ricevitore per televisione ha il suo cuore nei generatori di deviazione orizzontale e verticale, che opportunamente messi in passo dagli impulsi di sincronismo provenienti dalla rivelazione del segnale completo applicato ai morsetti di antenna del ricevitore, pilotano il raggio catodico del cinescopio e lo obbligano a muoversi in perfetto sincronismo col raggio catodico del tubo di presa, condizione sine qua non per la ricomposizione dell'immagine. E' intuitivo che tutti gli strumenti per il collaudo dei ricevitori televisivi (generatori di sbarre ortogonali fra loro e di segnali di sincronismo) debbano essere essenzialmente costituiti dai generatori in oggetto.

Come la massima parte degli oscillatori elettronici, i generatori di rilassamento impiegano la reazione, ma in essi la tensione di reazione è così ampia che il tubo può risultare interdetto per un periodo determinato dalla costante di tempo degli elementi nel circuito di griglia, successivamente al quale la griglia riassume il controllo del circuito.

Dato il principio di funzionamento l'onda generata e raccolta all'uscita del tubo oscillatore è fortemente distorta, quindi può essere sfruttato il suo contenuto di armoniche ed il dispositivo risulta particolarmente adatto alla moltiplicazione di frequenza.

La forma d'onda, scostandosi dalla classica sinoidale, non consente di procedere analiticamente per lo studio di questi circuiti analogamente alla trattazione consueta per i generatori a reazione; inoltre per lo più gli impulsi generati sono fra loro distanziati a motivo che il tubo è interdetto per una parte considerevole del ciclo, questo fatto conduce a dover effettuare un'analisi sostanzialmente transitoria come si addice al carattere delle oscillazioni in esame.

In quanto segue sarà esposta la trattazione con qualche dettaglio del multivibratore, dell'oscillatore bloccato, dell'oscillatore di rilassamento di Van Ver Pol, dell'oscillatore a resistenza e capacità in generale, dei circuiti di rilassamento fortemente polarizzati (circuiti flip-flop, integratore di Miller, transitron, phantastron, generatori di impulsi), dei generatori di deviazione per tubi a raggi catodici.

1 - IL MULTIVIBRATORE

1) La fig. 1 rappresenta lo schema del classico multivibratore per accoppiamento anodico di Abraham e Bloch. Il circuito è sostanzialmente un amplificatore RC a due stadi in cui l'uscita dal secondo stadio è applicata all'ingresso del primo.

Se un segnale viene applicato alla griglia del triodo 1, subisce l'amplificazione dei due stadi; la tensione di uscita dal triodo 2 e che viene applicata all'ingresso del primo triodo è nella corretta fase per rinforzare il primitivo segnale; ha quindi luogo una forte reazione causa dell'innesco di oscillazioni spontanee. I principio di funzionamento è allora il seguente: per effetto dell'impulso positivo proveniente dal triodo 2 e applicato alla griglia del triodo 1 la corrente anodica di quest'ultimo subisce un aumento, mentre la sua tensione anodica subisce una diminuzione; perciò alla griglia del triodo 2 perviene un impulso negativo che fa diminuire la sua corrente anodica e in definitiva la tensione sulla placca del secondo triodo aumenta, cioè si raccoglie in tale punto un impulso positivo. Questo viene nuovamente addotto alla griglia del triodo 1 ed il processo si esalta, finchè per un massimo della corrente anodica di 1 la griglia di 2 diviene così negativa che il triodo 2 risulta interdetto. Da questo momento il condensatore C_2 comincia a scaricarsi su R_{g2} fino a che la polarizzazione del triodo 2 diminuisce in valore assoluto (la griglia diventa meno negativa) raggiungendo e superando il potenziale di interdizione, la corrente anodica riprende a scorrere ripristinando il funzionamento del 2° tubo. La sua tensione anodica si abbassa in conseguenza ed alla griglia del tubo 1 giunge un impulso negativo, la corrente anodica di quest'ultimo diminuisce rinforzando la sua tensione di placca e quindi la corrente anodica di 2 che vede ancora abbassata la sua tensione in uscita; il processo si esalta nuovamente, ma in senso opposto al precedente, finchè l'impulso trasmesso alla griglia di 1 è così negativo da interdire il 1° tubo, mentre il 2° è in istato di massima conduzione. Il ciclo si svolge in due tempi entro due condizioni limiti di instabilità: nella prima condizione limite il triodo 1 è massimamente conduttore ed il triodo 2 è interdetto, nella seconda condizioni limite le sorti si invertono, ossia il triodo 1 è interdetto, mentre il triodo 2 è massimamente conduttore.

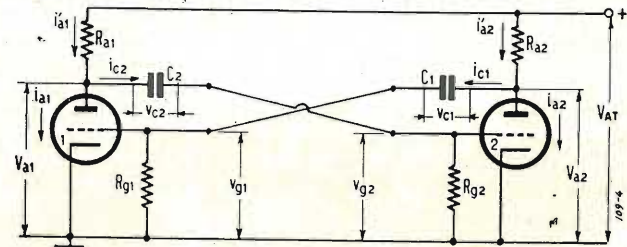



Fig. 1. - Multivibratore di Abraham e Bloch ad accoppiamento anodico.

Un istante prima che si verifichi la prima condizione limite (tubo 1 conduttore, tubo 2 interdetto) la tensione ai capi del condensatore di accoppiamento C_1 è

$$V_{c1} = V_{a2} - V_{g01} \quad [1]$$

in cui V_{a2} è la tensione fra catodo e placca del triodo 2 quando è ancora conduttivo, V_{g01} è il potenziale di interdizione del triodo 1.

Quando la suddetta condizione si verifica il tubo 2 resta inoperoso fino a che la sua polarizzazione non raggiunge (nel senso del negativo in diminuzione) il valore V_{g02} di interdizione. Durante il periodo di interdizione la placca del tubo 2 ha lo stesso potenziale V_{AT} fornito dall'alimentare anodico, poichè la caduta di tensione nella resistenza di carico anodico R_{a2} è nulla essendo

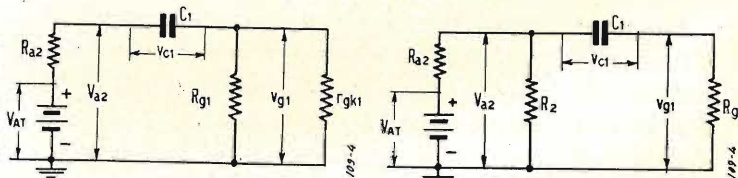



Fig. 2. - Circuito equivalente di carica di C_1.
Fig. 3. - Circuito equivalente di scarica di C_1.

nulla la corrente. Ciò significa che per tutto il tempo di interdizione del tubo 2, il condensatore C_1 tende a caricarsi alla tensione $+ V_{AT}$. Ma la carica di C_1 non è istantanea, perciò alla griglia del tubo 1 perviene un guizzo positivo di tensione, che rende massima la sua corrente anodica. Il fatto stesso che la griglia sia resa positiva provoca corrente di griglia nel triodo 1 e C_1 inizia a caricarsi verso $+ V_{AT}$ attraverso R_{a2} e la resistenza r_{gk1}, che prende una piccola parte alla carica di C_1. Anzi, essendo r_{gk1} molto piccola nel periodo di griglia conduttiva, si può ritenere senza apprezzabile errore che la carica avvenga solo attraverso R_{a2} e che sia governata dalla costante di tempo R_{a2} C_1. Il circuito equivalente per la carica di C_1 è indicato in fig. 2. Durante la carica la tensione V_{c1} varia entro i limiti $V_{AT} - V_{a2} + V_{g01}$ e $+ V_{AT}$ (tensione di alimentazione anodica), dove V_{a2} è la tensione fra catodo e placca del triodo 2 quando è conduttivo. Infatti fino all'istante in cui avviene la commutazione, ossia il bloccaggio del triodo 2, il condensatore C_1 è sottoposto alla tensione $V_{a2} - V_{g01}$; tosto che interviene la commutazione la tensione alla quale C_1 si carica è quella di alimentazione $+ V_{AT}$, ma la d.d.p. utile è data dal salto di tensione fra il livello V_{AT} e il livello precedente, ossia

$$V_{AT} - (V_{a2} - V_{g01}) = V_{AT} - V_{a2} + V_{g01} \quad [2]$$

Dall'istante in cui avviene la commutazione la tensione ai capi di C_1 segue la legge crescente esponenziale secondo l'equazione approssimata:

$$v_{c1} = V_{AT} - (V_{AT} - V_{a2} + V_{g01}) e^{-t/R_{a2}C_1} \quad [3]$$

tensione di carica di C_1

La corrente di carica i_{c1} all'istante iniziale è massima ed è uguale alla tensione applicata al circuito divisa per la resistenza R_{a2}, che sola agisce in quanto in tale istante il condensatore si comporta come un c.to c.to; quindi la i_{c1} diminuisce nel tempo, man mano che la carica di C_1 si completa, con legge esponenziale decrescente rappresentata approssimativamente dall'equazione:

$$i_{c1} = \frac{V_{AT} - V_{a2} + V_{g01}}{R_{a2}} \cdot e^{-t/R_{a2}C_1} \quad [4]$$

corrente di carica di C_1

Questo stato di cose persiste finchè con una seconda commutazione si verifica la già menzionata seconda condizione limite: il tubo 1 si blocca, il tubo 2 comincia a condurre. In tale istante il condensatore C_1 inizia a scaricarsi sulla resistenza R_{g1} (la resistenza griglia catodo del tubo 1 è ora grandissima, perchè il tubo è interdetto) e R_{a2}, la quale ultima ha in parallelo la resistenza propria R_2 del tubo che è molto piccola rispetto a R_{g1}. La corrente di scarica è dunque limitata solo da R_{g1}. Il circuito equivalente per la scarica di C_1 è rappresentato in fig. 3. La tensione alla quale inizia la scarica di C_1 è praticamente coincidente con $+ V_{AT}$; la tensione di fine scarica è $V_{a2} - V_{g01}$ (cioè la tensione tende al livello che aveva prima che C_1 si caricasse), quindi il salto utile è la differenza di questi due limiti, ossia:

$$V_{AT} - V_{a2} + V_{g01}$$

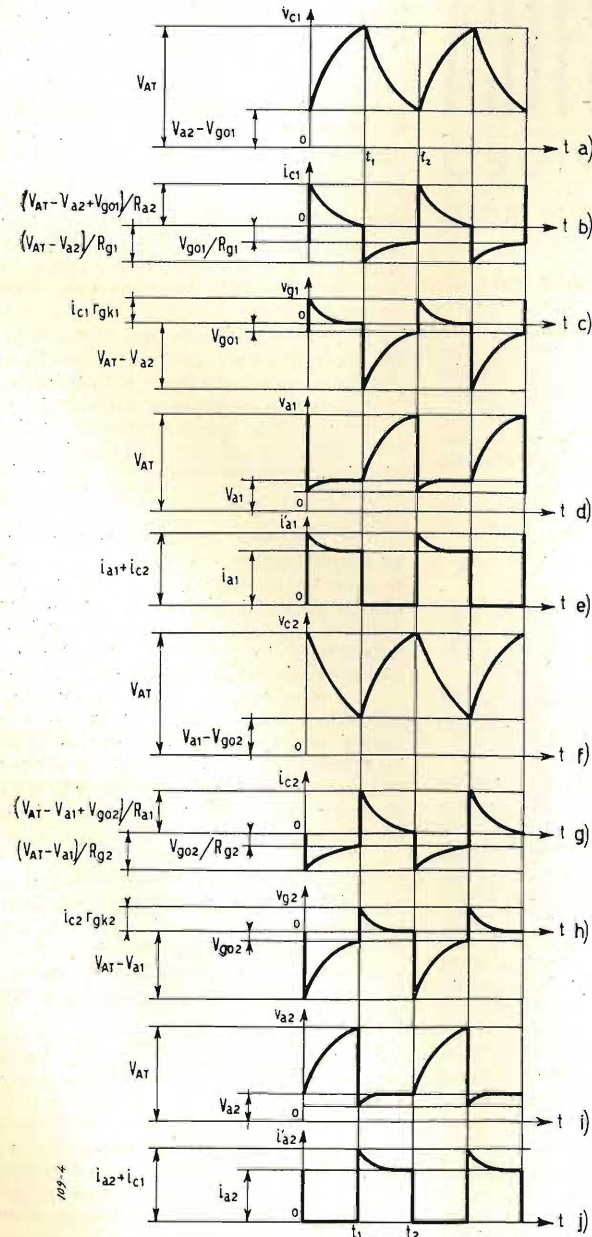



Fig. 4. - Forme d'onda delle tensioni e correnti per due cicli completi del multivibratore simmetrico di fig. 1.

L'equazione che governa la tensione di scarica ai capi di C_1 è approssimativamente la seguente:

$$v_{c1} = (V_{a2} - V_{g01}) + (V_{AT} - V_{a2} + V_{g01}) \; e^{-t/R_{g1}C_1} \quad [5]$$

tensione di scarica di C_1

Il moto elettronico richiamato dalla scarica ha senso opposto a quello di carica, per cui la corrente che durante la carica era positiva ed era diminuita fino ad annullarsi a carica completa, subisce una brusca inversione e diventa negativa nell'istante in cui C_1 comincia a scaricarsi; come si è detto la sua ampiezzà è limitata solo da R_{g1} e vale:

$$i_{c1} = \frac{V_{AT} - V_{a2}}{R_{g1}} \quad [6]$$

Col progredire della scarica i_{c1} diminuisce in valore assoluto e tende al valore V_{g01}/R_{g1} con la solita legge esponenziale fornita all'incirca dall'equazione:

$$i_{c1} = \frac{V_{AT} - V_{a2}}{R_{g1}} \; e^{-t/R_{g1}C_1} \quad [7]$$

corrente di scarica di C_1

Quando la scarica di C_1 è ultimata la tensione di griglia al triodo 1 vale V_{g01}, i_{c1} raggiunge la sua minima ampiezza, interviene una nuova commutazione ed il ciclo ricomincia.

In fig. 4 sono rappresentate le forme d'onda delle tensioni e correnti in circuito in funzione del tempo, per i due triodi. E' facile constatare che i diagrammi relativi al triodo 2 sono uguali a quelli relativi al triodo 1, ma sono spostati nel tempo di 180°, perchè un tubo è conduttivo mentre l'altro è interdetto. Il periodo di conduzione per ciascun tubo è uguale al periodo di interdizione dell'altro. Le variazioni dallo stato di conduzione a quello di bloccaggio generano le azioni di commutazione menzionate.

Si osserva che il funzionamento del multivibratore simmetrico è possibile in quanto tosto che si applica la tensione anodica ai due tubi (accesi) la corrente anodica non può essere identica per entrambi, anche se le condizioni sono le stesse (uguali tubi, uguali tensioni, uguali resistenze, uguali capacità in valore e dimensioni), perchè non è possibile evitare minime differenze costruttive.

Comunque sia originata una piccolissima differenza di corrente di placca dei due tubi, viene immediatamente amplificata fino a portare un tubo alla massima conduzione e l'altro all'interdizoine. Ritornando alla fig. 4 il ciclo di oscillazione si svolge nel modo seguente:

L'origine dei tempi coincide coll'istante in cui il triodo 2 cessa di essere conduttivo (v. i_{a2} in fig. 4j), mentre il triodo 1 è alla massima conduzione (v. i_{a1} in fig. 4e). La corrente i'_{a1} scorrendo nella resistenza di carico R_{a1} del triodo 1 provoca l'abbassamento istantaneo della tensione di placca da V_{AT} a V_{a1} (v. fig. 4d). La d.d.p. placca-catodo applicata al circuito C_2 R_{g2} di accoppiamento viene ridotta repentinamente, il condensatore C_2 deve iniziare la scarica, all'istante iniziale della quale l'intera d.d.p. $(V_{AT} - V_{a2})$ risulta applicata ai capi della resistenza di griglia R_{g2}, col capo connesso alla griglia negativo, provocando l'interdizione del triodo 2. Durante la scarica di C_2 la tensione v_{c2} ai suoi capi diminuisce esponenzialmente secondo la fig. 4f), la corrente i_{c2} in esso varia come in fig. 4g), mentre la polarizzazione v_{g2} (v. fig. 4h) passa esponenzialmente dal valore $-(V_{AT} - V_{a1})$ al valore $-V_{go2}$ di interdizione del secondo triodo, valore che viene raggiunto all'istante t_1 col quale cessa il primo semiciclo ed inizia il secondo semiciclo. Nel frattempo il condensatore C_1 si è caricato secondo la fig. 1a) dal livello di tensione $(V_{a2} - V_{g1})$ al livello V_{AT}, l'andamento della tensione v_{c1} ai suoi capi si ripercuote sulla forma d'onda della tensione di uscita in placca (v. fig. 4i) del triodo 2, la quale si scosta dalla forma rettangolare tanto più, quanto più lenta è la carica di C_1.

Nel 1° semiciclo ($o<t<t_1$) la polarizzazione del triodo 1 varia secondo la v_{g1} di fig. 4c), ossia passa rapidamente dal valore r_{gk1} i_{c1} (dovuta allo scorrere della corrente i_{c1} (v. fig. 4b) di carica attraverso la resistenza griglia catodo del tubo 1) al valore zero, che conserva fino all'istante t_1.

La corrente i'_{a1} nel circuito anodico del primo triodo (v. figura 4e) nella prima metà del ciclo è uguale alla somma della corrente di placca i_{a1} e della corrente i_{c2}.

All'istante t_1 la scarica di C_2 ha portato la polarizzazione del triodo 2 al valore V_{go2}, allora ricomincia a scorrere in esso corrente anodica.

La risultante caduta di tensione R_{a2} i_{a2} in placca (dal valore V_{AT} al valore V_{a2}) rende negativa la griglia del triodo 1 riducendone la sua corrente di placca ed aumentandone la tensione ano-

dica. Questa rende la griglia del tubo 2 più positiva, diminuendo ulteriormente la sua tensione di placca e fa sì che il tubo 1 sia pilotato ancora in senso negativo.

Questa amplificazione dello sbilanciamento fra gli stadi rovescia l'azione dei due tubi istantaneamente, col risultato che ora il triodo 1 è interdetto, mentre il triodo 2 è massimamente conduttivo. Nel periodo $t_1 < t < t_2$ il comportamento del circuito è il seguente: la tensione catodo-placca del tubo 1 ora interdetto sale dal valore V_{a1} al valore V_{AT} rendendo positiva la griglia del tubo 2, obbligando il condensatore C_2 a caricarsi rapidamente attraverso la bassa resistenza griglia-catodo del tubo 2 e alla resistenza R_{a1}; la tensione di griglia v_{g2} si riduce rapidamente a zero a carica ultimata di C_2 (v. fig. 4h); la corrente i_{a2} assume il valore competente alla polarizzazione nulla (v. fig. 4j) e lo mantiene per tutto il periodo di interdizione del triodo 1 ($i_{a1} = 0$; v. fig. 4e). Nel contempo il condensatore C_1 si scarica attraverso la resistenza di griglia R_{g1} del 1° stadio; la tensione ai suoi capi diminuisce secondo la fig. 4a), la corrente nel circuito di scarica si riduce dal valore $-\left(\dfrac{V_{AT} - V_{a2}}{R_{g1}}\right)$ al valore $-V_{g1}/R_{g1}$ (v. fig. 4b) e la polarizzazione V_{g1} del triodo 1 diminuisce dal valore $-(V_{AT} - V_{a2})$ al valore $-V_{go1}$ (v. fig. 4c); la tensione di placca del primo tubo cresce da V_{a2} a V_{AT} (v. fig. 4d). Nel secondo semiciclo le tensioni v_{a2}, v_{c2} e la corrente i_{c2} hanno l'andamento segnato rispettivamente nella fig. 4i), 4f) e 4g). All'istante t_2, che segna la fine del ciclo completo, C_1 ha ultimato la sua scarica, C_2 ha ultimato la sua carica, il triodo 1 inizia nuovamente ad essere conduttivo, il triodo 2 risulta interdetto e comincia un nuovo ciclo. Si noti che la durata della carica dei condensatori C_1 e C_2 è molto minore di quella della loro scarica, perchè le resistenze dei circuiti di carica (resistenze anodiche) sono assai minori delle resistenze di scarica (resistenze di griglia).

Il ciclo di oscillazione del multivibratore è anche noto con la denominazione assai espressiva di flip-flop, intendendo che il flip corrisponda al primo tempo o primo semiciclo, in cui un tubo è interdetto e l'altro è conduttivo, e che il flop corrisponda al secondo tempo o secondo semiciclo, in cui è ora conduttivo il tubo che era interdetto durante il flip, mentre è interdetto il tubo che era conduttivo durante il flip.

(continua)

VOGLIO VEDERE ANCH'IO!

TELEVISIONE DILETTANTISTICA

PROGETTO DEL RICEVITORE VIDEO

PARTE PRIMA

di GIORGIO VOLPI (i1CEO)

Nella speranza che abbiate scelto e costruito l'alimentatore che fa per il televisore del vostro gruppo, passiamo ora ad analizzare il ricevitore video del primo e degli altri gruppi. Come già ho accennato nelle classificazioni il ricevitore varia solo in funzione della sensibilità desiderata; tutte le altre caratteristiche rimanendo pressochè invariate.

Premesso che il segnale da applicare alla griglia del tubo R.C., deve avere un valore di una ventina di volt almeno, e che l'amplificatore post-rivelazione ha un guadagno di circa 10 volte, bisogna prevedere una amplificazione di media ed alta frequenza che permetta di avere queste tensioni con un segnale, applicato all'antenna, compreso tra i 50 μ V (stazione lontana) e i 500 μ V.

La curva di risposta di tutta la catena, (dall'aereo al tubo R.C.) deve essere lineare per tutte le frequenze comprese fra i 20 cicli e i 5 Megacicli con una tolleranza massima, agli estremi, del 50 % (6dB). Devo precisare, per chi non conoscesse a fondo l'argomento e senza entrare nella trattazione teorica, che tale curva di risposta si intende per una sola banda laterale; cioè non + o — 5 MHz (come si usa per la selettività dei comuni ricevitori a banda simmetrica) ma, partendo dalla portante video (per ora di Torino) di 82,25 MHz, la banda passante dovrà essere lineare da 82,25 fino a 87,25 MHz (e non 82,25 ± 5 MHz cioè da 77,25 fino a 87,25); ed anzi la banda laterale inferiore ad 81 MHz dovrà essere rigorosamente soppressa con artifici che poi dirò, durante la messa a punto dei circuiti.

A chi appena appena è chiaro il concetto di selettività salterà subito all'occhio il fatto che nel ricevitore video questa parola ha un significato ben diverso che nei ricevitori radio comuni; mentre, infatti, in questi ultimi bisogna stare attenti che la selettività sia elevata (± 5 kHz) per evitare interferenze con le stazioni vicine, nei televisori bisogna che la selettività sia larga e piatta in modo uniforme tanto da rappresentare addirittura un trapezio. A titolo di confronto, in fig. 1 sono rappresentate due curve di selettività, di un apparecchio radio

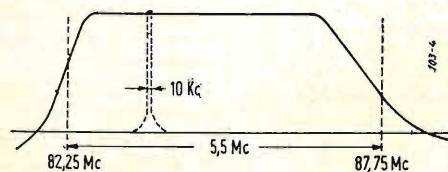



Fig. 1. - La selettività di un ricevitore TV è all'incirca 500 volte più larga che in un radioricevitore normale.

e di un televisore affinchè ve ne facciate un'idea approssimativa. Per completare il concetto e comprendere gli artifici che vengono impiegati, (primo dei quali quello di sintonizzare i circuiti su frequenze diverse) ricorderò che la selettività aumenta con il fattore di merito, Q, dei circuiti oscillanti e che il fattore di merito diminuisce più è alta la resistenza (R) dei medesimi intendendo dire con ciò che la curva di sintonia di un circuito è acuta (e alta la resa) quando non presenta perdite ed è, invece, piatta (e bassa la resa) quando il circuito è smozzato, cioè presenta resistenza.

Lo smorzamento dei circuiti si ottiene in diversi modi:

1) Accoppiando fortemente i primari con i secondari (nel caso di trasformatori) in modo che la resistenza interna della valvola precedente, o quella dell'aereo, sia trasferita (cioè carichi) nel secondario.

2) Accoppiando induttivamente e capacitivamente primario e secondario dei trasformatori.

3) Mettendo resistenze in parallelo al circuito tanto più basse (dai 20 kohm fino a 2 kohm) quanto più piatta si vuole curva di sintonia. (Vedi fig. 2).

Sorge, d'altro canto, il problema dell'amplificazione di ogni stadio che è più basso più sono smorzati i circuiti sintonizzati obbligando, (per avere un guadagno sufficente) ad aumentare il numero degli stadi, cioè delle valvole amplificatrici il che non sarebbe, in definitiva, un gran danno se, ad un certo punto, non intervenisse un'altro fattore negativo: il fruscio elettronico delle valvole o dei circuiti che, venendo amplificato stadio per stadio, diventa, ad un certo punto, più forte del segnale che si vuole amplificare rendendo inutile, anzi dannosa, ogni ulteriore amplificazione.

Quindi nel progettare un amplificatore video bisogna tener presente tutti questi fattori e cercare di raggiungere il compromesso amplificazione - qualità, dal cui risultato dipende la bontà del ricevitore:

1) Scegliere valvole ad alta pendenza ad amplificazione su larga banda passante (con carico anodico molto basso), con piccole capacità interelettrodiche (per diminuire effetti controreattivi che diminuirebbero la reso dello stadio) e con piccole capacità di ingresso e di uscita.

2) Scegliere un numero di stadi di amplificazione appena sufficiente (per la banda passante desiderata) ad ottenere la tensione voluta per pilotare il tubo RC senza eccessive riserve per evitare di avere, all'uscita, un fruscio elettronico insopportabile.

3) Non sintonizzare i circuiti a mezzo di capacità e ridurre al minimo le capacità dovute ai collegamenti (cablaggio) usando invece circuiti con nuclei di ferro regolabili per le medie frequenze e nuclei di rame od ottone o spire di corto circuito per quelli alta frequenza.

4) Usare tensioni di alimentazione dei tubi amplificatori, piuttosto basse, il che diminuisce il fruscic elettronico dei tubi.

5) Usare resistenze catodiche di polarizzazione dei tubi non shuntate (senza condensatori in parallelo), per diminuire la capacità in parallelo ai circuiti sintonizzati (tra griglia e massa attraverso il catodo) non eccedendo, però, perchè in questo modo diminuisce, per effetto controreattivo, la resa dello stadio.

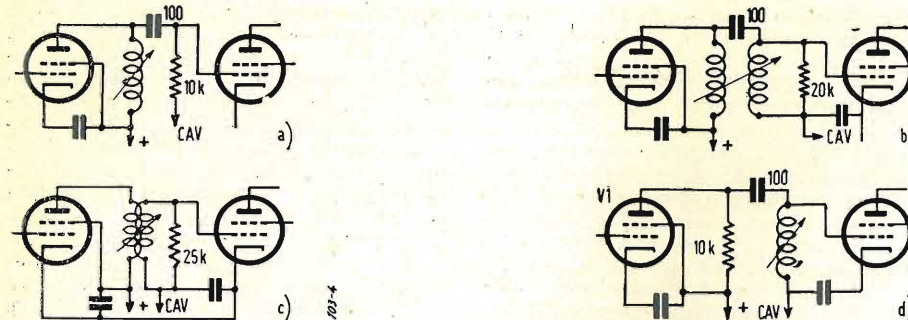



Fig. 2. - In *a*), *b*), *c*) circuiti usati per appiattire la sintonia dei circuiti oscillanti. In *d*) circuito equivalente ai precedenti ma non consigliabile a causa del fruscio termico che si origina nella resistenza per il passaggio della corrente anodica del tubo *V*1.

6) Mettere circuiti compensatori di frequenza nello stadio dopo la rivelazione, i quali devono avere una frequenza leggermente più alta a quella massima che si intende amplificare (onde non introdurre eccessive distorsioni di fase). Lo scopo di questi circuiti è quello di evitare che la curva di risposta dello stadio amplificatore di video frequenza non cada bruscamente molto prima del dovuto a causa delle capacità interelettrodiche e di cablaggio.

7) Evitare, specialmente nei primi stadi, di alimentare le placche attraverso resistenze (accoppiamento R.C.L.) perchè questo comporta rumori dovuti all'agitazione termica dei resistori specialmente se di cattiva qualità o insufficiente wattaggio. (In figura 2 i sistemi giusto e sbagliato).

(continua)

FACCIAMO IL PUNTO SULLA TV A COLORI

La questione della televisione a colori è stata ripetutamente discussa in questi ultimi tempi, particolarmente sotto il profilo di una disputa sorta negli U.S.A. fra la F.C.C. (l'organo governativo che disciplina le telecomunicazioni) ed un gruppo di industriali radioelettrici. E' noto infatti che la F.C.C. (Federal Communication Commission), dopo aver indetto una specie di gara in sede pubblica della durata di sei mesi fra varie società proponenti ciascuna un proprio sistema di trasmissione TV a colori, aveva prescelto per l'adozione come « standard » ufficiale, il sistema ad immagini tricromiche sequenziali della Columbia Broadcasting Corporation (C.B.S.).

Tale decisione, che aveva sollevato molto rumore a causa soprattutto delle proteste avanzate da un forte Gruppo concorrente, la R.C.A., era stata in un primo tempo tenuta in sospeso come inizio di un servizio pubblico regolare onde dar modo di chiarire alcuni punti controversi. Un ulteriore periodo di dimostrazioni pratiche era stato concesso alla R.C.A. per consentirle di presentare nelle migliori condizioni di funzionamento il proprio sistema che si asseriva essere superiore a quello C.B.S.

La prova di tale asserzione venne invece a mancare ed il sistema C.B.S. fu ufficialmente confermato: dall'inizio del 1951 vengono infatti effettuate a New York ed a Washington trasmissioni regolari di TV a colori col sistema sequenziale C.B.S.

Vale la pena di esaminare con occhio critico ed imparziale la vera situazione attuale delle trasmissioni TV a colori.

Il sistema C.B.S. che ha raccolto la palma della vittoria nella competizione della F.C.C. si basa sul principio di proiettare successivamente tre immagini nei classici colori complementari rosso, verde, blu in modo che la fusione dei colori avvenga nel nostro occhio in virtù della persistenza retinea.

Pertanto nel tempo di 1/25 di secondo normalmente impiegato per la proiezione di una immagine in bianco-nero, vengono proiettate le tre immagini cromatiche anzidette. Per tale ragione il sistema è detto ad immagini sequenziali tricromatiche. La selezione delle immagini cromatiche nella camera da presa, e nel ricevitore, veniva effettuata mediante un sistema di filtri ottici rotanti. Da quì la denominazione di sistema meccanico in contrapposto al sistema R.C.A. totalmente elettronico.

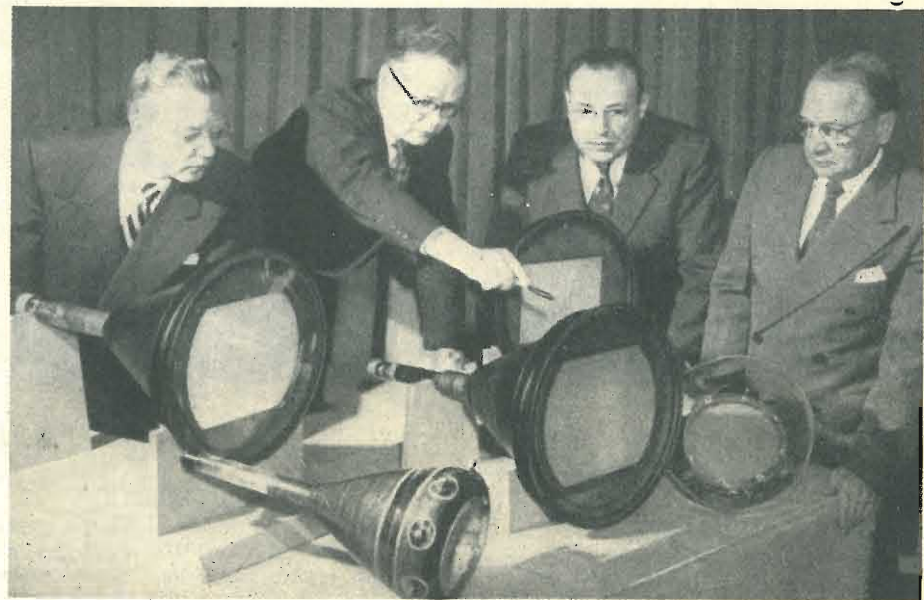
Comunque, a prescindere dalla presenza dell'organo meccanico dei filtri rotanti, il risultato ottenuto è assolutamente soddisfacente come fedeltà, ed esatta sovrapposizione dei colori (registrazione), e tale da giustificare pienamente la scelta della F.C.C.

Volendo mantenere lo stesso numero di righe di definizione di un'analoga immagine in bianco-nero (625) occorrerebbe triplicare la banda delle video frequenze, dato che al posto di un'unica immagine in bianco-nero se ne devono trasmettere tre nei colori complementari. Pertanto in luogo di 5 megahertz, occorrerebbe una banda video di ben 15 MHz. Per ovviare a questa difficoltà, la definizione viene ridotta a 405 righe, riportando così la banda di frequenza video a circa 8 MHz di larghezza.

La perdita di definizione geometrica provocata dalla riduzione da 625 a 405 righe d'analisi, è però largamente compensata dall'apporto prezioso della definizione cromatica che oltre a risolvere i più minuti dettagli dell'immagine, conferisce a quest'ultima un caratteristico aspetto tridimensionale prospettico tale da elevare grandemente la percezione generale e la gradevolezza d'osservazione.

Per la verità, lo standard di trasmissione americano limita la banda video a soli 4,5 MHz degradando ulteriormente la definizione geometrica dell'immagine; ed è questo uno dei più seri appunti che possono farsi alle trasmissioni TV a colori che vengono effettuate attualmente negli U.S.A.

Il sistema C.B.S. è però principalmente criticato dai fautori del sistema « elettronico » R.C.A. per la presenza del filtro cromaticho meccanico al ricevitore: occorre però riconoscere che tale critica è assolutamente priva di fondamento in quanto chè il tanto deprecato filtro meccanico può essere totalmente e semplicemente sostituito da un tubo catodico tricromico specialmente sviluppato dalla stessa R.C.A. pel suo sistema elettronico.

Infatti il sistema R.C.A. detto a « punti cromatici interlacciati », in luogo di inviare tre immagini successive nei colori complementari, viene inviata come normalmente si verifica nelle trasmissioni in bianco-nero una sola immagine in ogni 25.o di secondo; ciascuna riga d'analisi di tale immagine è però costituita da una serie di terne serrate di puntini, rosso, verdi, blu. Nel sistema R.C.A. quindi l'informazione cromatica viene simultaneamente trasmessa assieme all'informazione geometrica. Tale sistema, elaborato congiuntamente dai tecnici della R.C.A. e della Hazeltine Co., che dal lato tecnico è veramente geniale e di bril-

Quattro scienziati americani della R.C.A. (da sinistra) E. W. Herold, E. W. Engstrom, H. B. Law, V. K. Zworykin illustrano il faticoso ed intenso lavoro di sviluppo del tubo catodico tricromico, attraverso cinque successive versioni. Engstrom indica l'ultimo risultato.

Una telecamera normale in bianco e nero e una telecamera Vericolor per trasmissioni a colori sistema sequenziale C.B.S. Si noti l'estrema compattezza e leggerezza della camera Vericolor.

lantissima concezione, si è però rivelato dal lato pratico eccessivamente complesso come circuiti elettronici.

Basti pensare che nella sua ultima espressione più semplificata possibile, il ricevitore richiede la presenza di 45 a 50 valvole elettroniche impiegate in delicati e complessi circuiti; viene inoltre impiegato un nuovo tubo catodico a schermo visivo ad elementi multipli tricromici.

Il principio fondamentale del sistema di TV a colori della R.C.A.-Hazeltine è quello di sovrapporre simultaneamente ad un'immagine normale monocromatica in tinta neutra o bianco-nera (mixed highs), delle aree cromatiche a bassa definizione: in altre parole è come ottenere dipingere i vari colori su una normale fotografia in bianco-nero.

In questo caso la banda necessaria alla trasmissione è sempre quella del bianco-nero di 5,5 MHz per lo «standard» C.C.I.R., in quanto chè l'informazione cromatica a bassa definizione viene trasmessa utilizzando una piccola porzione (da 0,5 a 2,5 MHz) inutilizzata dalla suddetta banda.

Da quanto precede è facile e spontaneo trarre la conclusione che, quando fosse disponibile per l'uso pratico il tubo catodico tricromatico, il sistema C.B.S. ne risulterebbe grandemente avvantaggiato in quanto chè alla sua grande semplicità di circuiti aggiungerebbe la possibilità di soppressione del tanto criticato filtro meccanico, sostituendolo con l'anzidetto tubo catodico tricromico.

In altre parole il sistema C.B.S. diverrebbe anch'esso un sistema «elettronico» più semplice e pratico però di quello R.C.A. L'unica necessità, se non proprio indispensabile, almeno grandemente desiderabile dal lato della qualità delle immagini ricevute, è una larghezza della banda video di almeno 6,5-7 MHz. Anche coi 5,5 MHz della banda attuale dello standard C.C.I.R. 625 righe si ottengono risultati soddisfacenti se non ottimi; ma sarebbe sommamente augurabile che alla luce di queste nuove circostanze sulla TV a colori, venisse riesaminata la questione della larghezza della banda video, nonchè del canale totale portandoli rispettivamente a 6,5 ed 8 MHz.

Concludendo quindi queste note, si può oggi ritenere che la tecnica della TV a colori sta avviandosi verso un aspetto di praticità e di sicurezza che dà buon affidamento di una futura prossima applicazione generale.

Tutto dipende dal felice sviluppo pratico della costruzione in serie del tubo catodico tricromico e dalla possibilità di un allargamento della banda trasmessa.

E' probabile che proprio a causa di quest'ultima difficoltà insormontabile negli U.S.A. per l'affollamento delle emittenti TV (dovrebbero fra breve divenire oltre 300) il sistema R.C.A. che si appaga della banda normale di 4,5 MHz, (canale totale di 6 MHz) possa avere il sopravvento per la migliore definizione geometrica e quindi qualità generale delle immagini ricevute: ciò però a scapito della maggior semplicità dei circuiti elettronici (e quindi minor costo e complicazione del ricevitore) offerta dal sistema C.B.S.

In Europa ove non esiste per ora fortunatamente l'assillo di collocare molte emittenti TV, l'adozione di una banda più larga (video 6,5 MHz, canale 8 MHz) consentirebbe di realizzare un ottimo servizio di TV a colori secondo il sistema sequenzale C.B.S. e tubo catodico tricromico (totalmente elettronico).

Il profilo più interessante di quest'ultima soluzione è che tutti i normali ricevitori TV in bianco-nero potranno essere convertiti per la ricezione a colori: tale conversione sarà molto semplice se ci si accontenterà di aggiungere al ricevitore esistente, il dispositivo meccanico dei filtri cromatici rotanti apportando contemporaneamente qualche piccola modifica ai circuiti elettronici (cosa questa consigliabile ai ricevitori con tubo catodico a schermo di dimensioni non superiori a 25 cm). La sostituzione del normale tubo catodico in bianco-nero col nuovo tubo tricromico sarà sempre possibile, con maggior spesa però, sia per il costo del nuovo tubo che per le aggiunte di circuiti elettronici richieste dal funzionamento del tubo stesso.

Comunque ciò che è confortante e che conviene ripete qui, è che la TV in bianco-nero non sarà affatto disturbata dal colore: al momento in cui le emissioni a colori prenderanno piede, qualsiasi ricevitore TV potrà venire facilmente modificato per ricevere a volontà le ricezioni a colori o quelle in bianco-nero.

Electron

BIBLIOGRAFIA

Proceedings I.R.E. - Novembre 1951
Journal of M. P. and TV Engineers - Ottobre 1951
Electronics - Agosto 1951
Report of the Television Committee F.C.C.
R.C.A.-Review - Settembre 1951

GLI SVILUPPI COMMERCIALI DELLA TV NEGLI STATI UNITI D'AMERICA

Nella recente ispezione di 300 industriali italiani alle industrie nordamericane è stato lungamente e più volte toccato l'argomento della TV. All'inizio dell'anno 1951 erano già stati superati i 10 milioni di ricevitori in funzione.

In soli quattro anni l'industria dei ricevitori televisivi ha accresciuto la sua produzione annuale di oltre 35 volte.

Ecco il rapido sviluppo della TV negli Stati Uniti d'America: in due anni il numero di apparecchi riceventi venduti si è più che quintuplicato.

Nell'anno 1951, a causa delle restrizioni imposte all'industria privata dal programma di riarmo difensivo, il numero dei televisori venduti è stato di poco più di 2 milioni; in tempi normali tale numero sarebbe stato forse doppio, a giudicare dalle richieste e prenotazioni di apparecchi. Anche il 1952 sarà un anno di restrizioni nel consumo civile e si prevede una produzione di televisori all'incirca uguale a quella del 1951.

L'industria dei ricevitori TV, ha detto Mr. Wilson, Capo dell'Ufficio di Coordinamento della produzione industriale degli U.S.A., costituirà nei prossimi anni, in parallelo all'industria dell'automobile, la spina dorsale dell'attività industriale americana.

Con l'apertura di 300 nuove emittenti TV e l'ulteriore sviluppo della rete di intercollegamenti televisivi mediante ponti radio e cavi coassiali, si prevede che nei prossimi quattro anni, se non vi saranno grosse sorprese in campo internazionale, il numero dei televisori in funzione sarà praticamente triplicato, superando cioè i 30 milioni di unità.

Un impulso notevole all'industria dei ricevitori TV si prevede verrà dato dall'avvento delle trasmissioni a colori naturali la cui tecnica è in continuo progresso.

Mr. Wilson ha espresso agli industriali italiani l'augurio che anche in Italia la TV sia apportatrice di lavoro e benessere.

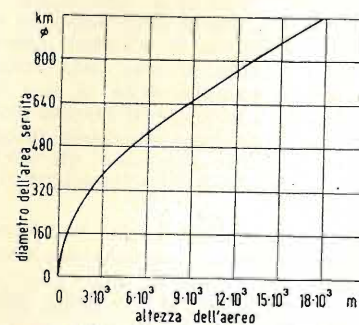
**

SI RIPARLA DELLA STRATOVISIONE

Negli scorsi anni si era fatto un gran parlare di un nuovo sistema di trasmissioni TV effettuate da bordo di aeroplani volanti ad alta quota, battezzato «Stratovision» dalla nota Società americana Westinghouse che ne era stata l'ideatrice.

Questo sistema offre due distinte possibilità. Una prima possibilità consiste nell'installare a bordo dell'aereo un radiotrasmettitore di televisione della potenza di 2 a 5 kW funzionante nella gamma delle frequenze della TV in modo da «servire» direttamente una vasta area sottostante, stimata in un cerchio di oltre 600 km di diametro. L'aereo incrocia su una determinata regione volando in circolo di circa 15 km di diametro ad una quota di 8000 metri circa.

La modulazione viene inviata all'aereo mediante un ponte radio col terminale trasmettente puntato verticalmente in alto. Si è calcolato che mentre l'area utilmente coperta da un trasmettitore TV da 50 kW di potenza la cui antenna si trovi a 100 metri dal suolo (in vetta ad una torre od edificio) è di 15.000 a 20.000 km quadrati, l'area servita dalla «Stratovision» sale a ben 250.000 km quadrati.

Volando, come si è visto, fra 7000 e 8000 metri d'altezza, un aereo «serve» un territorio di almeno 600 km di diametro, cioè circa 20 volte più del territorio servito da una normale emittente di TV anche situata ad un migliaio di metri d'altezza dal suolo. Inoltre è stato constatato praticamente che portando la antenna a grandi altezze, la quantità di energia necessaria a produrre una determinata intensità di campo si viene a ridurre notevolmente. Ciò si spiega con la possibilità di concentrare l'energia irradiata entro un cono con vertice all'aereo e parimenti di usare in ricezione antenne direttive rivolte verso l'aereo stesso.

Diametro dell'area servita in funzione dell'altezza dell'aereo.

Una seconda possibilità offerta dalla «Stratovision» è costituita dal suo impiego come relais ripetitore intermedio di un ponte radio. In questo caso a bordo dell'aereo viene installato un ricevitore ed un trasmettitore ad onde decimetriche di potenza relativamente piccola (una cinquantina di watt). E' possibile realizzare in questo modo un ottimo collegamento video fra due località distanti oltre 500 km se l'aereo vola ad una quota di 9-10.000 metri Delle due possibilità offerte dalla «stratovision», la seconda è di gran lunga la più pratica in quanto chè l'aereo incrocerebbe nella zona fissata per il tempo necessario a realizzare il video collegamento fra due città (Roma e Milano ad es.). Terminato quel dato servizio, ad ore prestabilite, l'aereo ritorna poi alla sua base.

E' facile intuire che un giudizioso impiego di aerei «Stratovision» può condurre ad una possibilità di vasti scambi internazionali di programmi TV. Il collegamento fra Parigi e Milano sarebbe immediatamente possibile mediante un relai intermedio di «Stratovision» volante a 10-12.000 metri sopra la Svizzera. Con due aerei «Stratovision» scaglionati sul percorso Milano-Londra si potrà ottenere un immediato collegamento video fra tali due città.

La tecnica della «Stratovision» non ha preso piede in America a causa delle enormi distanze e della realizzazione delle vastissime reti di collegamento in cavo coassiale e ponti radio dalla costa atlantica a quella del Pacifico.

Per l'Europa la possibilità e la convenienza della «Stratovision» sono grandemente superiori.

Già dal 1947, in un articolo apparso sul giornale d'informazione svizzero «Prisma», il signor Bellac, noto studioso di problemi di TV, considerava seriamente la possibilità di servire quasi tutta la Svizzera con un solo aereo incrociante a circa 9000 metri d'altezza, recante a bordo un trasmettitore da 1 kW. Parecchi anni sono ormai trascorsi e la tecnica ha conseguito notevoli progressi in tutti i settori interessanti la TV: sarebbe pertanto augurabile che vengano ripresi, da qualche Ente o Governo in grado di farlo, nuovi esperimenti di trasmissioni di «Stratovision», che potrebbero portare a preziose possibilità di scambio internazionale di programmi TV.

Radar

Esempio di servizio TV mediante aeroplani volanti ad alta quota.

TELEVISIONE E DEMOCRAZIA

La B.B.C. che come è noto ha la concessione in monopolio della Radio e della Televisione in Inghilterra, non ha ancora avuto il rinnovo, da parte del governo, di tale concessione, già scaduta al 31 dicembre u.s. Infatti prima di rinnovare la concessione della B.B.C. il governo inglese ha voluto democraticamente interpellare per tramite di una apposita Commissione ufficiale presieduta da lord Beveridge tutti i settori della Nazione direttamente interessate alla TV. Il lavoro di questa commissione, durato un anno intero, è stato riassunto in un interessante e voluminoso rapporto, che consegnato al Consiglio dei Ministri sin dall'inizio del 1951, sarebbe servito di base alle discussioni in favore o contro al rinnovo della concessione alla B.B.C.

Le discussioni furono così lunghe che giunti alla scadenza della concessione, il 31 dicembre u.s. il Governo inglese ha creduto opportuno prolungare ancora per solo sei mesi l'esistente concessione, allo scopo di dar modo di esaurire tutte le discussioni possibili pur di giungere ad una conclusione democratica al cento per cento.

La stessa situazione esistente in Italia pel prossimo scadere della concessione alla R.A.I., è stata risolta in modo tipicamente antidemocratico mediante un improvviso autoritario «diktat» del governo, senza indagini nè consigli di commissioni, dando senz'altro con provvedimento altrettanto frettoloso quanto inspiegabile, la concessione in monopolio alla R.A.I.

●

La B.B.C. sta studiando il modo di trasmettere dalla rete TV inglese delle riprese regolari domenicali di Messa cattolica da una chiesa di Parigi. Questo servizio viene già effettuato dalla Television Française sin dal 1950: viene irradiato ogni domenica mattina dalle emittenti TV di Parigi e Lilla.

RIVOLUZIONE NELLA TECNICA DELLA RIPRESA CINEMATOGRAFICA

IL FILM ELETTRONICO

I continui progressi della tecnica elettronica televisiva hanno permesso di realizzare un nuovo procedimento di ripresa di film cinematografici che presenta indiscussi, notevoli vantaggi tecnici ed economici sui classici sistemi di ripresa con le consuete cinecamere ottiche.

Non è nuovo il problema della registrazione su film cinematografico delle riprese televisive. Tale problema si era sinora presentato sotto due profili.

Un primo tipo di registrazione su film di riprese o ricezioni televisive, seguito da un processo di sviluppo ed asciugamento rapidissimo (inferiore ad 1 minuto primo) veniva essenzialmente effettuato per consentire la proiezione quasi immediata su grandi schermi di sale da proiezione, di riprese televisive di grandi spettacoli od avvenimenti sportivi. Un processo cine-televisivo di questo genere è stato realizzato già da qualche tempo negli U.S.A. dalla Paramount su films da 35 mm ed in Francia dalla Radio Industrie Debrie su film da 16 mm.

Un secondo profilo di registrazione televisiva su film, molto simile al precedente, ma senza l'esigenza dello sviluppo rapido, consiste essenzialmente nella pura registrazione di un determinato programma per conservarlo a scopo di ritrasmissioni successive.

In entrambi i casi suaccennati lo scopo precipuo del processo cine-televisivo è la registrazione dello spettacolo televisivo; la registrazione cinematografica non è quindi fine a sè stessa ma bensì solo un mezzo. Nelle prolungate esperienze di tali procedimenti si è però potuto constatare che qualora vengono adottati particolari accorgimenti tecnici sia elettronici che fotografici, il film che ne risultava aveva caratteristiche di qualità tali da equiparare ed anche superare quelle dei normali film ottenuti coi classici metodi ottico-fotografici.

In particolare se la definizione dell'analisi televisiva viene elevata a 1200-1500 righe e se viene usato per la registrazione una pellicola del tipo a grana finissima e bassa sensibilità, la finezza di grana e la morbidezza dei fotogrammi saranno decisamente migliorate nei rispetti dei risultati ottenuti col normale film negativo ad elevata sensibilità e perciò non a grana fine.

La possibilità dell'uso di una pellicola a grana finissima e perciò scarsamente sensibile, deriva dal fatto che le immagini televisive da registrarsi, sono estremamente luminose. La speciale camera da presa che registra, fotografa, tali immagini, può quindi lavorare con obiettivo diaframmato e pellicola a sensibilità ridotta ma con grana finissima.

L'apparecchiatura televisiva da presa che viene usata a tale scopo non è naturalmente quella normale impiegata per le ordinarie trasmissioni televisive. Occorre, come si è visto, accrescere la definizione oltre le 1000 righe, ciò che porta alla risoluzione di numerose difficoltà tecniche: tubi analizzatori e tubi catodici riceventi di fattura speciale (a causa del finissimo « spot »), frequenza video massima oltre i 20 MHz, frequenze di deflessione dei pennelli elettronici dell'ordine di 30 kHz, e così via.

Tali apparecchiature sono state però già studiate e realizzate da qualche nota ditta produttrice di apparati TV da presa, quali ad esempio la R.C.A. in America, la PYE inglese, e la Radio Industrie francese.

Tutto ciò per quanto riguarda il puro procedimento tecnico di impressionamento del film. Ma il vero, immenso vantaggio, che presenta questo nuovo sistema di film elettronico è dato dall'economia di tempo e dalle straordinarie possibilità offerte al regista-produttore nel suo lavoro allo « studio ». Si sostituisce praticamente la classica regia cinematografica, con la regia delle trasmissioni televisive.

Il regista che segue sullo schermo televisivo di controllo il risultato immediato della ripresa di una data scena, realizzando istantaneamente al suo comando i tagli, i mixaggi di riprese della stessa scena effettuata da varie telecamere diversamente appostate, gli effetti di luce, i cambiamenti d'obiettivo, le carrellate, ecc.

Tutto questo, il regista può facilmente ottenere sedendo ad uno speciale banco di comando, di fronte al quale sono sistemati i vari schermi televisivi corrispondenti alle varie telecamere, nonchè lo schermo « finale » risultante, recante l'immagine definitiva da filmarsi. Pel tramite di un microfono con corrispondente altoparlante nello « studio », il regista può dare tutti i comandi, istruzioni, suggerimenti, durante lo svolgimento delle prove sceniche, sempre seguendo la riproduzione immediata delle azioni sullo schermo televisivo. Quando dopo tutta una serie di prove e riprove egli sarà soddisfatto dell'esecuzione di una determinata azione, potrà immediatamente passare alla sua registrazione definitiva sul film, seguendo altresì sempre sullo schermo televisivo l'effettivo svolgimento dell'azione stessa. Se durante la registrazione del film, il regista dovesse notare qualche irregolarità o difetto, potrà subito interromperla, dietro un semplice cenno.

Appare subito evidente l'estrema elasticità e scioltezza di un tale sistema di produzione di film, che realizza un enorme risparmio di tempo e di pellicola.

Sembra dalle prime constatazioni pratiche effettuate in America ed in Inghilterra, che il tempo necessario per realizzare un film elettronico sia almeno cinque volte minore di quello oggi impiegato per un film coi mezzi normali.

E' stata recentemente costituita una Società inglese, la « High Definition Film » di Londra, col preciso scopo di produzione di film elettronici, usando apparati televisivi a 1500 righe di definizione, costruiti dalla nota Società inglese PYE. Di tale Società fanno parte, oltre alla PYE, la British Film and Electronic Industries e la British Lion dell'organizzazione Arthur Rank. I principali dirigenti tecnici di questa Società provengono dalla B.B.C. Television.

A. Banfi

LO SVILUPPO TV IN GRAN BRETAGNA

Nello scorso ottobre 1951 la B.B.C. ha raggiunto il milione di abbonati alla televisione. Rammentiamo che il costo dell'abbonamento TV è di 2 sterline (3500 lire circa) all'anno. Nel diagramma che quì pubblichiamo è interessante notare che gli aumenti del ritmo degli abbonamenti hanno coinciso con l'apertura delle trasmittenti TV regionali di Sutton Coldfield (dicembre 1949) e Holme Moss (ottobre 1951); un ulteriore aumento si prevede nel prossimo aprile 1952 all'apertura dell'emittente scozzese di Kirk o Shotts e nei primi mesi del 1953 all'apertura della quarta emittente regionale di grande potenza di Venvoe (Galles).

Si prevede che entro il 1952 gli abbonati alla TV inglese raggiungeranno il numero di 2 milioni.

Il grafico mostra il rapido incremento del numero di abbonati al servizio TV in Inghilterra.

UNA IMPORTANTE MANIFESTAZIONE CULTURALE T.V. IN INGHILTERRA

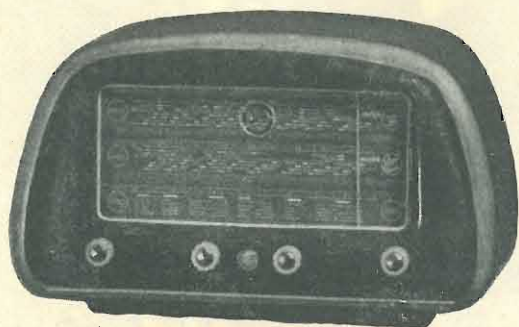
Nel periodo dal 28 aprile al 3 maggio prossimi l'Institution of Electrical Engineers ha organizzato un congresso di televisione, intitolato: « Il contributo inglese alla televisione », comprendente oltre le normali comunicazioni degli iscritti, anche un'interessante serie di dimostrazioni pratiche in diversi settori della tecnica TV.

Tali dimostrazioni pratiche verranno svolte presso i laboratori di varie industrie inglesi, presso la B.B.C. e l'Amministrazione postale.

Il tema tecnico del Congresso si estende a tutti gli aspetti della tecnica televisiva, dalla produzione dei programmi ai ricevitori, compresa la proiezione su grande schermo.

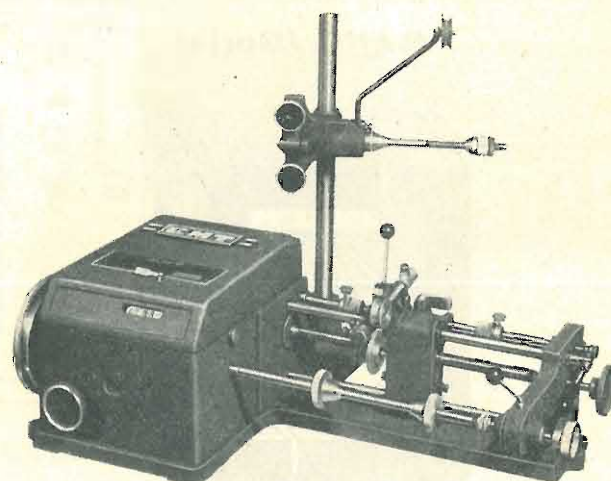
Terremo i nostri lettori al corrente dello svolgimento di tale importante manifestazione, mediante informazioni dirette dal nostro inviato.

ORGAL RADIO

MILANO - Viale Monte Nero 62 - Tel. 58.54.94

RICEVITORE mod. OG. 501

RICEVITORI
SCATOLE DI MONTAGGIO
PARTI STACCATE
MOBILI

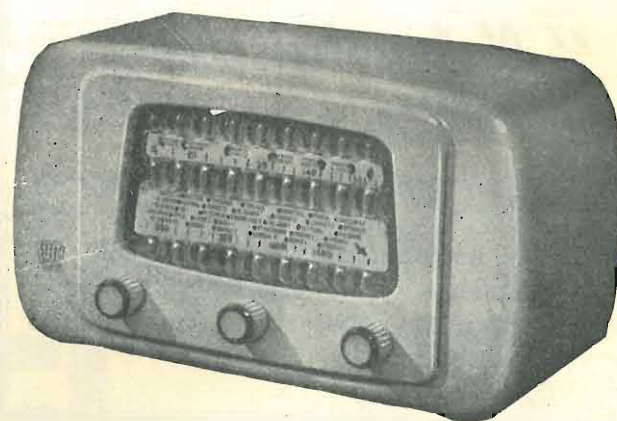
RMT

RADIO MECCANICA - TORINO
Via Plana 5 - Te.. 8.53.63

BOBINATRICE LINEARE Tipo UW/N per fili da 0,05 a mm. 1,2.
ALTRI TIPI DI BOBINATRICI:
Tipo UW/AV per fili da 00,3 a mm. 0,5 (oltre al tendifili normale questa macchina viene fornita con uno speciale tendifili per fili capillari montato sullo stesso carrello guidafili).
Tipo UW SL per larghezza di avvolgimento fino a mm. 300.
A richiesta possiamo fornire le macchine motorizzate; bracci tendifili supplementari e relativi guidafili per l'avvolgimento simultaneo di più bobine.

CHIEDETECI LISTINI E ILLUSTRAZIONI

A. GALIMBERTI

COSTRUZIONI RADIOFONICHE

VIA STRADIVARI, 7 - **MILANO** - TELEFONO 206.077

Mod. 520 l'apparecchio portatile di qualità superiore

Marchio Depositato

Supereterodina 5 valvole
Onde medie e corte
Controllo automatico di volume
Potenza di uscita 2,5 Watt indistorti
Elevata sensibilità
Altoparlante in Ticonal di grande effetto acustico
Lussuosa scala in plexigas
Elegante mobile in materia plastica in diversi colori
Dimensioni 25x14x10
Funzionamento in C.A. per tutte le reti

Lavabiancheria   Lavastoviglie

nuovi modelli 1951

RIVENDITORI RADIO ED ELETTRODOMESTICI

Chiedete cataloghi e prezzi alle

Officine Meccaniche EDEN FUMAGALLI

Via G. Agnesi, 2 - **MONZA** - Telefono 26.81

Via Solari 2 - **MILANO** - Telefono 48.39.35

Gruppi alta frequenza
Trasform. di media frequenza
Commutatori

Per ogni esigenza di progetto: il gruppo A.F. ed il trasformatore di M.F. adatti nella vasta serie di radioprodotti **VAR**

F. GALBIATI

Produzione propria di mobili radio

CONCESSIONARIO DELLA TELEFUNKEN RADIO

TAVOLINI FONOTAVOLINI E RADIOFONO - PARTI STACCATE ACCESSORI - SCALE PARLANTI PRODOTTI "GELOSO"

INTERPELLATECI I PREZZI MIGLIORI

VENDITA ALL'INGROSSO E AL MINUTO

RAPPRESENTANTE PER MILANO E LOMBARDIA DEI COMPLESSI FONOGRAFICI DELLE OFF. ELETTRICHE G.SIGNORINI

VIA LAZZARETTO 17 - MILANO - TELEFONO 64.147

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO - Tip. TIPEZ V.le Cermenate 56
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO

Visitateci alla XXX Fiera Campionaria di Milano
Padiglione Radio - Stand 15253 - 15255
Palazzo delle Nazioni - Reparto Televisione